

Trip Nistor Daniel

Gacsádi Alexandru

Scurtu Dan

ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ

Îndrumător de laborator



**Editura Universității din Oradea
2005**

EDITURA UNIVERSITĂȚII DIN ORADEA
EDITURĂ ACREDITATĂ DE CNCSIS

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României

TRIP, NISTOR DANIEL

Electronică industrială : îndrumător de laborator /
Nistor Daniel Trip, Alexandru Gacsădi, Dan Scurtu. - Oradea :
Editura Universității din Oradea, 2005

Bibliogr.

ISBN 973-613-756-2

I. Gacsădi, Alexandru

II. Scurtu, Dan

621.38(075.8)(076.5)

Prefață

Prezentul îndrumător este destinat studenților secției de Automatică și Informatică Industrială ai Facultății de Electrotehnică și Informatică, servind pentru pregătirea și efectuare lucrărilor de laborator la disciplina “Electronică industrială”. În vederea aprofundării și completării cunoștințelor teoretice de la curs, lucrarea urmărește însușirea temeinică a unor principii teoretice și aplicative, prin participarea activă a studenților la desfășurarea activității de laborator.

Actualmente, echipamentele electronice industriale sunt răspândite pe scară largă. Asimilarea corectă a principiilor de funcționare ale acestora presupune înțelegerea corectă nu doar a modului în care funcționează circuitul de forță respectiv circuitele de comandă, ci și legătura strânsă care trebuie să existe între ele. Astfel, sunt propuse spre studiu analiza comportării în regim dinamic a tiristoarelor, circuite de conversie a energiei electrice (redresoare comandate monofazate și trifazate, variator de curent alternativ, chopper de putere, surse de tensiune în comutație cu și fără izolare galvanică, filtru de putere pentru corecția factorului de putere, inverter rezonant de tip serie) și circuite integrate specializate pentru comanda convertoarelor electroenergetice de putere des întâlnite în practică (circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor β AA145, circuit pentru comanda surselor de tensiune continuă în comutație SG3524). Relațiile matematice incluse în cadrul lucrărilor sunt utile și pentru dimensionarea unor astfel de circuite.

Lucrările de laborator se efectuează pe de-o parte prin simulare asistată de calculator și pe de altă parte, cu ajutorul unor module experimentale din dotarea laboratorului de specialitate, existând posibilitatea chiar și a comparării rezultatelor obținute prin cele două metode.

Autorii aduc mulțumiri domnilor prof. univ. dr. Bondor Károly și prof. univ. dr. ing. Popescu Viorel, pentru sugestiile utile exprimate după parcurgerea acestui material.

Oradea,
01.09.2004

Autorii

Cuprins

Prefață

| | |
|--|---------------|
| 1. Tiristorul în regim de comutație | <i>pag. 7</i> |
| 2. Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor și triacelor | <i>pag.12</i> |
| 3. Redresoare comandate | <i>pag.17</i> |
| 4. Variator de curent alternativ | <i>pag.23</i> |
| 5. Chopper de putere cu circuit auxiliar de stingere | <i>pag.30</i> |
| 6. Sursă de tensiune continuă în comutație de tip boost | <i>pag.36</i> |
| 7. Sursă de tensiune continuă în comutație de tip flyback | <i>pag.42</i> |
| 8. Circuit integrat specializat pentru comanda surselor de tensiune în comutație | <i>pag.48</i> |
| 9. Filtru activ de tip serie pentru corecția factorului de putere | <i>pag.53</i> |
| 10. Invertor rezonant de tip serie | <i>pag.58</i> |
| Bibliografie | <i>pag.64</i> |

Tiristorul în regim de comutație

1. Scopul lucrării

Se prezintă principalele aspecte ale comportării tiristoarelor în regim dinamic. Se studiază modul de comandă al tiristoarelor convenționale. Se indică fenomenele ce însoțesc comutația tiristoarelor și care trebuie să fie evitate. Se pune în evidență faptul că procesul de comutație al tiristoarelor este dependent de tipul sarcinii.

2. Considerații teoretice

Un tiristor poate fi adus în conducție (amorsat) dacă acesta este polarizat direct și în poarta sa este injectat un impuls de curent. Impulsul de curent de comandă trebuie menținut până în momentul în care curentul anodic al tiristorului devine mai mare decât valoarea curentului de menținere (acroșaj), I_H , specific fiecărui tip de tiristor. Odată ce tiristorul este amorat, comanda în poartă nu mai poate influența starea în care se află tiristorul. În starea de conducție, căderea de tensiune pe tiristor este mică (aprox. 1V), pe când curentul anodic poate să ajungă la valori importante. În următoarele diagrame de timp se prezintă procesul de amorare al tiristoarelor convenționale în cazul în care acestea au sarcină rezistivă respectiv rezistiv-inductivă, (figura 1.1).

Intervalul de timp t_d (timp de întârziere) depinde de tipul tiristorului și poate fi redus pe măsura ce crește valoarea curentului de comandă i_G . Intervalul de timp t_r (timp de creștere) este influențat în mare măsură de tipul sarcinii. Se poate observa în figura 1.1a, că în cazul în care sarcina are un caracter inductiv (linie punctată), timpul de întârziere a curentului anodic este mai mare, fapt ce impune mărirea duratei impulsului de comandă. Dacă în intervalul de timp în care se injectează în poartă un curent de comandă, curentul anodic nu ajunge la valoarea I_H atunci, după anularea impulsului de comandă, tiristorul rămâne blocat.

La fel ca și amorsarea, blocarea tiristorului nu se realizează instantaneu. Pentru trecerea tiristorului din starea de conducție în starea de blocare este nevoie de un interval de timp numit timp de revenire t_{rev} , (figura 1.2).

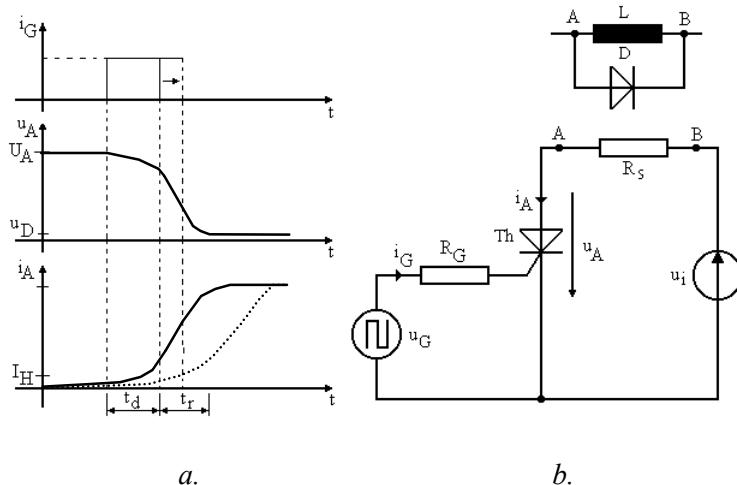


Figura 1.1: Amorsarea unui tiristor cu sarcină rezistivă și rezistiv-inductivă.

Tiristorul se poate bloca numai dacă valoarea curentului anodic scade sub valoarea curentului de menținere I_H . Blocarea tiristorului se poate realiza, în principiu, în două moduri:

- blocare naturală - atunci când tiristorul se află în circuite de curent alternativ iar acesta se blochează datorită modului de evoluție în timp a curentului anodic care poate la un moment dat să devină zero;
- blocare cu circuite auxiliare - atunci când tiristorul se află în circuite de curent continuu; circuitele auxiliare aplică pe tiristor o tensiune care îl aduce în starea în care curentul anodic al tiristorului devine mai mic decât curentul său de menținere. Formele de undă din figura 1.2 corespund situației în care tiristorul din figura 1.1 are o sarcină cu un caracter puternic inductiv. În figura 1.2, timpul t_s reprezintă timpul de stocare, t_{rec} timpul de recombinare iar t_{rev} fiind timpul de revenire. Tensiunea care determină curentul anodic al tiristorului își schimbă

polaritatea în momentul t_1 . În consecință curentul anodic scade de la valoarea I_1 la I_H . Deși curentul anodic, i_A ajunge la valoarea I_H , tiristorul nu se blochează deoarece în structura acestuia se mai găsește o mare cantitate de sarcină care are în continuare un efect de “comandă” asupra tiristorului. Curentul i_A se anulează și apoi descrește în continuare până la valoarea $-I_2$, acest lucru făcându-se pe baza sarcinilor stocate în joncțiunile tiristorului. Sarcina stocată în tiristor, Q_s , depinde de valoarea curentului i_A în momentul t_1 și de construcția tiristorului. Timpul de recombinare reprezintă timpul în care curentul anodic revine de la $-I_2$ la zero. Timpul de revenire al tiristoarelor este de ordinul μs până la zeci μs , reprezentând suma dintre timpul de stocare și cel de recombinare.

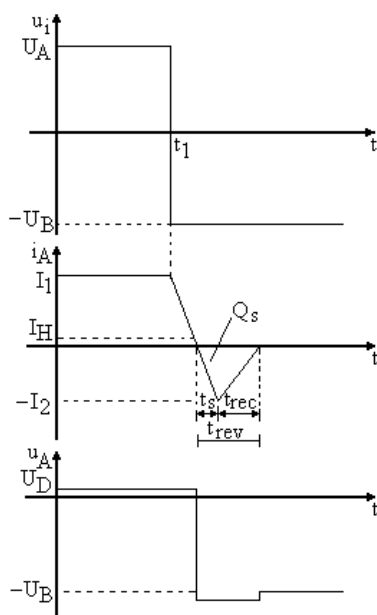


Figura 1.2: Blocarea tiristorului convențional.

În practică apar numeroase situații în care amorsarea tiristoarelor se poate face necontrolat. O astfel de situație, care trebuie evitată, este aceea în care tiristorului nu i se aplică nici un semnal de comandă dar

viteza de variație a tensiunii anodice, $\frac{du_A}{dt}$, depășește o anumită

valoare specificată în foile de catalog. Amorsarea accidentală a tiristorului în acest fel se datorează faptului că între poartă și catod există o capacitate parazită care, la variații rapide ale tensiunii pe aceasta, provoacă o creștere bruscă a curentului ce o străbate. Acest curent “comandă” tiristorul, aducându-l astfel în starea de conducție. Pentru evitarea acestui fenomen, se conectează în paralel cu terminalele de putere ale tiristorului un grup RC serie care reduce viteza de variație a tensiunii pe tiristor. Proiectarea acestui grup se face ținând cont și de faptul că în condiții de funcționare normală, efectul său asupra funcționării circuitului de forță să fie nesemnificativ.

3. Desfășurarea lucrării

Pentru a putea investiga cu ușurință fenomenele care însoțesc procesul de comutație al tiristoarelor convenționale se va folosi programul de simulare PSPICE.

3.1. Se simulează funcționarea următorului circuit, (figura 1.3). Sursa de tensiune U_x servește vizualizării curentul anodic al tiristorului în cazul simulării funcționării circuitului cu programul PSPICE.

3.2. Pentru început, la intrarea circuitului se conectează o sursă de tensiune sinusoidală cu amplitudinea de 50V și frecvența de 50Hz. Se studiază modul de amorsare al tiristorului pentru diferite valori ale factorului de umplere al impulsurilor de comandă. Se determină care este durata minimă a impulsurilor de comandă la care tiristorul se mai poate amorsa.

Observație: Impulsurile de comandă trebuie să fie sincronizate cu tensiunea de la intrare.

3.3. Se alimentează circuitul de la o sursă de tensiune alternativă rectangulară și se repetă operațiile de la punctul anterior.

3.4. Se studiază influența valorii rezistorului din poarta tiristorului asupra comenzii.

3.5. Pe baza informațiilor grafice obținute în urma simulării, se determină valoarea sarcinii stocate în structura tiristorului.

3.6. Între nodul 0 și nodul 3 se conectează o diodă (cu anodul la nodul 0). Se analizează funcționarea acestui circuit în cazul în care tensiunea de la intrare este din nou sinusoidală.

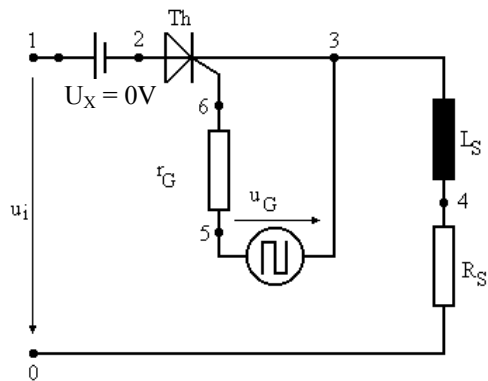


Figura 1.3.

3.7. Se determină puterea disipată pe tiristor la comutație.

3.8. Cu ajutorul programului de simulare PSPICE se ridică caracteristica volt-amperică, i_A - u_A , în cazul comutațiilor tiristoarelor și se comentează forma acesteia.

Lucrarea 2

Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor și triacelor

1. Scopul lucrării

În această lucrare se studiază funcționarea circuitului integrat de uz industrial β A 145, circuit specializat folosit la comanda în fază a tiristoarelor și a triacelor.

2. Considerații teoretice

Utilizarea unui circuit integrat specializat pentru comanda unui tiristor, se justifică atunci când se dorește nu numai amorsarea tiristorului sau triacului ci și controlul puterii disipate în circuitul lor anodic. Aceste circuite integrate se caracterizează prin faptul că ele furnizează impulsuri de curent pozitive sau negative necesare comenzii pe grilă a tiristorului. Circuitele se deosebesc mai ales în ceea ce privește modalitatea de control a puterii disipate în sarcina din circuitul anodic al tiristorului. Astfel, circuitul integrat β A 145 este destinat aproape exclusiv comenzii în fază a amorsării tiristoarelor, (figura 2.1a,b).

Tensiunea internă de referință, u_R , este o tensiune liniar variabilă sincronizată cu frecvența rețelei. Mărimea u_C , de comandă, care reglează puterea în sarcină poate servi la realizarea unei bucle de reacție negative necesară pentru stabilizarea valorii puterii disipate în sarcină. Valorile tensiunilor u_R , și u_C sunt comparate astfel încât impulsurile de amorsare sunt generate la fiecare coincidență a lui u_C cu panta crescătoare a semnalului u_R . Rezultatul comparării u_{cmp} împreună cu tensiune de sincronizare u_{sinc} , constituie intrările etajului de ieșire care furnizează pulsurile de curent i_G .

În schemele în care circuitul este utilizat pentru comanda în fază a tiristoarelor, semnalul de sincronizare u_{sinc} îl constituie chiar tensiunea de rețea industrială (220V, 50Hz). Circuitul β A 145 oferă două impulsuri pozitive de amorsare, sincrone cu cele două semialternanțe ale tensiunii de rețea, U_0^+ și U_0^- .

În raport cu momentul anulării tensiunii de la rețea, prin posibilitatea reglării întârzierii τ_p , se permite controlul momentului deschiderii tiristorului și deci controlul puterii disipate de sarcina din circuitul anodic al tiristorului.

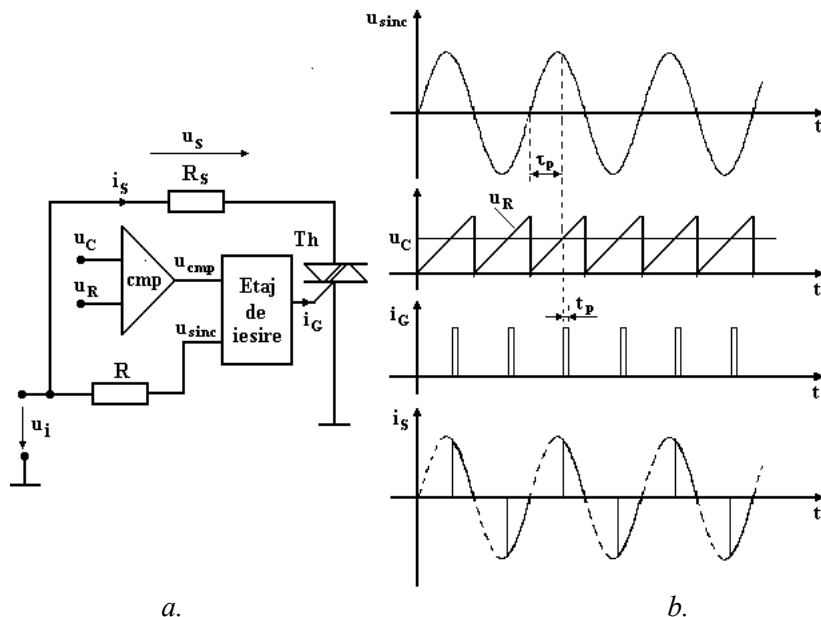


Figura 2.1.

În funcție de caracterul sarcinii anodice, trebuie elaborate impulsuri de diverse durate. Aceasta este realizabilă prin reglarea duratei t_p . De exemplu, în cazul unei sarcini inductive trebuie asigurată o valoare a lui t_p mai mare decât în cazul unei sarcini rezistive. Impulsurile de amorsare de la ieșirile circuitului, U_0^+ și U_0^- , sunt caracterizate de aceeași parametri τ_p și t_p , fiind asigurați printr-un reglaj inițial.

Schema bloc a circuitului integrat $\beta AA\ 145$ este prezentată în figura 2.2, iar în figura 2.3 sunt prezentate formele de undă care descriu funcționarea sa.

Detectorul de nul sesizează trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare limitând totodată semnalul pe terminalul 9 la valoarea unei tensiuni bază-emitor a unui tranzistor bipolar, $\pm U_{BE}$. La fiecare trecere prin zero detectorul de nul generează la terminalul 16 impulsuri de amplitudine +8V. La orice impuls generat de detectorul de nul pe terminalul 16, generatorul de curent încarcă rapid capacitatea C2 și o lasă să se descarce prin R5, P1. Rampa de tensiune se obține pe terminalul 7. Prin încărcarea capacității C3 conectată la terminalul 2, până la valoarea tensiunii de alimentare, circuitul monostabil se găsește în starea cvasistabilă stare echivalentă cu așteptarea momentului de declanșare a impulsului de amorsare. Rampa de tensiune de pe terminalul 7 se aplică intern pe intrarea neînversoare a comparatorului, iar pe intrarea inversoare tensiunea de comandă și reglaj a unghiului de conducție U_8 , care reprezintă o tensiune proporțională cu puterea disipată în sarcină.

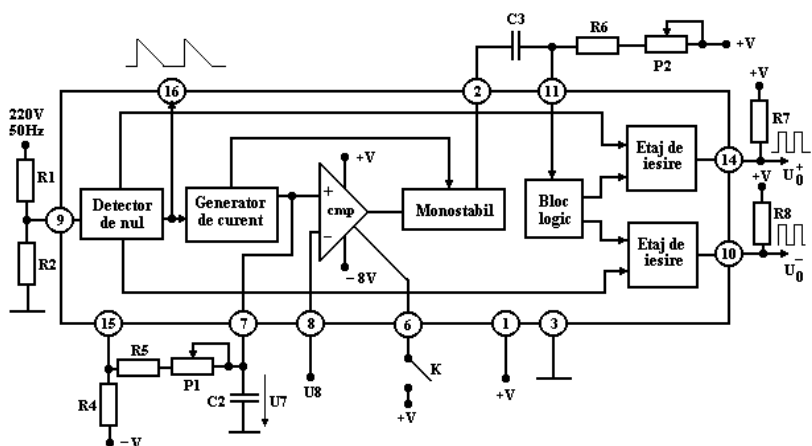


Figura 2.2: Schema bloc a circuitului integrat β AA 145.

Rampa de tensiune este descrescătoare și deci atâta timp cât $U_7 > U_8$ comparatorul nu este basculat și monostabilul rămâne în stare de așteptare. În momentul în care U_7 devine egală cu U_8 comparatorul își schimbă starea, monostabilul comută descărcând capacitatea C3. Monostabilul are în primul rând rolul de a fixa durata impulsului de amorsare prin constanta de timp a grupului C3, P2, R6. Blocul logic are

rolul de a distribui etajelor de ieșire impulsul negativ furnizat de monostabil sau către ieșirea 14 (corespunzătoare semialternanței pozitive a semnalului de sincronizare) sau către ieșirea 10 (corespunzătoare semialternanței negative). Comutatorul K este conectat la terminalul 6 și permite inhibarea generării impulsurilor atunci când este închis deoarece acțiunea lui asupra comparatorului anulează efectul tensiunii U_8 , menținând monostabilul în poziție de așteptare pe toată perioada de timp în care este închis.

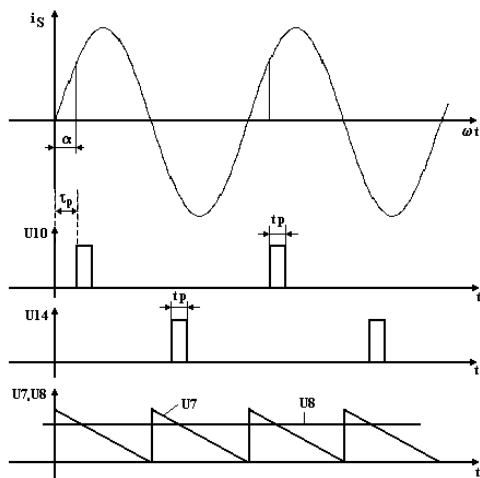


Figura 2.3.

Unghiul de amorsare (aprindere), notat cu α , reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul ultimei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare și momentul apariției primului impuls de amorsare. Unghiul de conducție notat cu β , reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul amorsării tiristorului și momentul blocării sale.

3. Desfășurarea lucrării

3.1. Se studiază schema de aplicație tipică din figura 2.4.

3.2. Se vor vizualiza pe osciloscop formele de undă de pe terminale U_7 , U_8 , U_9 , U_{10} , U_{14} în așa fel încât pentru sincronizarea osciloscopului se va menține pe o intrare în permanență U_9 .

3.3. Se vor măsura limitele variației pentru t_p (prin modificarea lui P2), τ_p (prin modificarea lui P1) și U_g (prin modificarea lui P3).

3.4. Se va reprezenta grafic funcția $\beta = \beta(U_g)$ pentru $t_p = 0.5$ ms.

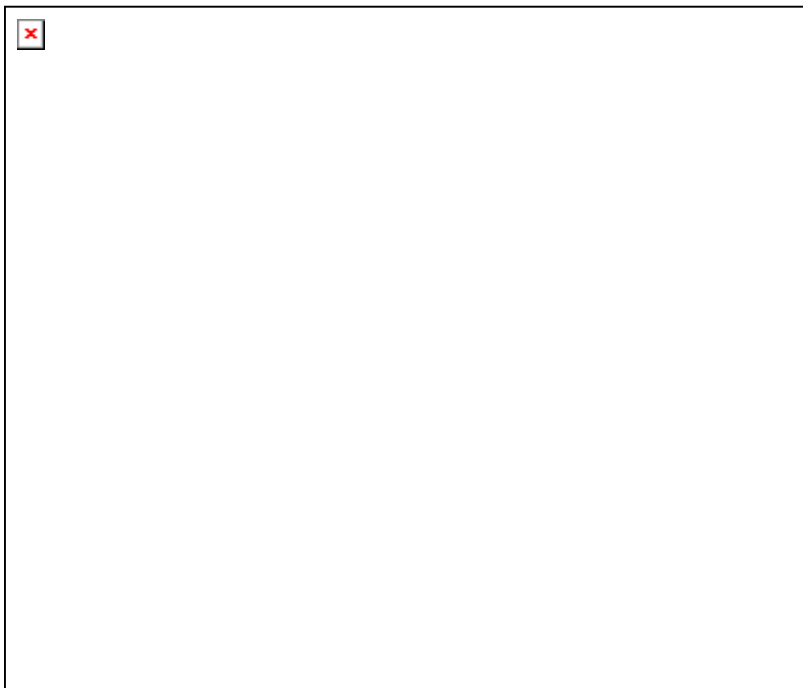


Figura 2.4.

Lucrarea 3

Redresoare comandate

1. Scopul lucrării

Obiectivul lucrării este studiul circuitelor de redresare comandate, utilizarea tiristoarelor în circuitele de redresare care asigură reglarea continuă a tensiunii pe sarcină.

2. Considerații teoretice

2.1 Redresor monofazat monoalternanță cu sarcină pur rezistivă

Schema electrică de principiu a unui circuit de redresare monofazat monoalternanță cu sarcină pur rezistivă este prezentată în figura 3.1a, iar formele de undă ale mărimilor electrice care descriu funcționarea circuitului sunt prezentate în figura 3.1b.

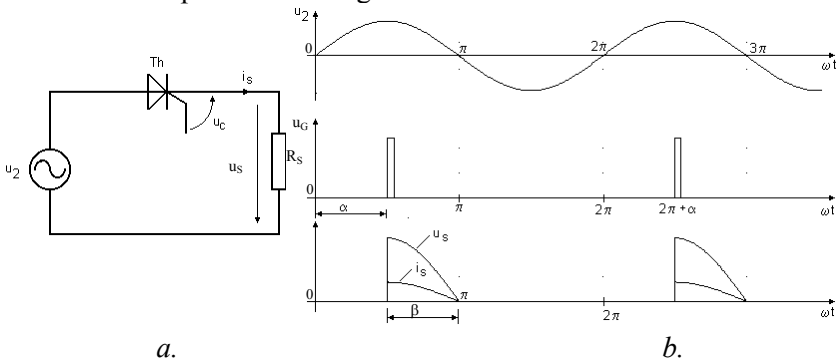


Figura 3.1: a) Schema electrică de principiu a unui redresor monofazat monoalternanță; b) formele de undă ale mărimilor electrice.

Tiristorului Th i se aplică o tensiune de comandă pe poartă față de catod, u_G la unghiul $\alpha = \omega t$, față de trecerea prin zero a tensiunii u_2 .

După amorsarea tiristorului, prin sarcină se va stabili un curent de forma:

$$i_s = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_s} \sin \omega t, \text{ pentru } \alpha < \omega t < \pi, \quad (3.1)$$

unde tensiunea alternativă monofazată u_2 , are valoarea efectivă U_2 , și pulsația ω .

Valoarea medie a tensiunii pe sarcină rezultă:

$$U_{smed} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha), \quad (3.2)$$

iar valoarea medie a curentului de sarcină este dată de relația următoare:

$$I_{smed} = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi R_s} (1 + \cos \alpha) \quad (3.3)$$

2.2 Redresor monofazat cu sarcină mixtă R-L-E

În figura 3.2a este prezentat circuitul redresor monofazat cu sarcină mixtă R-L-E. Formele de undă ale mărimilor electrice care caracterizează funcționarea circuitului sunt prezentate în figura 3.2b.

Tiristorul Th poate fi comandat numai când tensiunea $u_2 > E$, adică pentru $\alpha < \omega t < \pi - \alpha_0$. Dacă α este unghiul la care se produce amorsarea tiristorului, legea de variație a curentului prin tiristor este de forma:

$$i_s = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z_s} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{\sqrt{2}U_2}{2} \left(\frac{m}{\cos \varphi} - B e^{-\frac{R_s}{L_s} t} \right), \text{ unde} \quad (3.4)$$

$$Z_s = \sqrt{R_s^2 + L_s^2}; \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L_s}{R_s}; \quad m = \frac{E}{\sqrt{2}U_2} \quad \text{și} \quad (3.5)$$

$$B = \frac{m}{\cos \varphi} - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\alpha R_s}{\omega L_s}}. \quad (3.6)$$

Pentru un circuit dat, φ are o anumită valoare. Unghiul de conducție β și unghiul la care se blochează tiristorul, $\alpha_t = \beta + \alpha$, se pot

obține dintr-o ecuație transcendentă, rezultând o familie de curbe $\beta=f(\alpha)$ având ca parametru unghiul α .

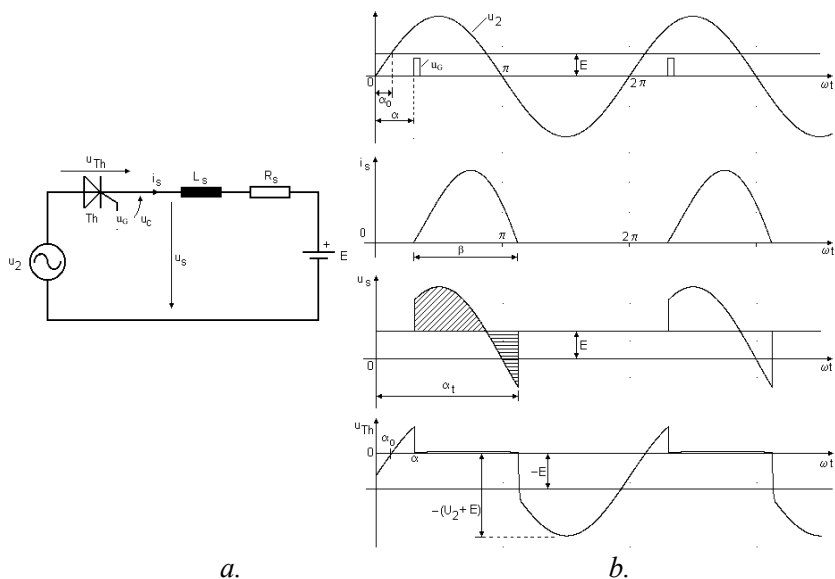


Figura 3.2: a) Schema electrică de principiu a unui redresor monofazat cu sarcină mixtă R-L-E; b) formele de undă ale mărimilor electrice.

Dacă tensiunea electromotoare (t.e.m.) E este negativă și inductivitatea sarcinii are o astfel de valoare încât curentul nu scade la zero înainte de un α_{tmax} , tiristorul nu se va mai bloca deoarece tensiunea electromotoare îl polarizează din nou în mod direct:

$$\alpha_{tmax} = 2\pi - \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}U_2}, \quad (3.7)$$

Astfel, curentul trebuie să se anuleze înaintea lui α_{tmax} pentru a rezulta o durată mai mare de polarizare inversă a tiristorului decât durata de revenire:

$$\frac{\alpha_{tmax} - \alpha}{\omega} > t_{rev}. \quad (3.8)$$

Dacă nu se respectă condiția de mai sus, se pierde controlul asupra funcționării tiristorului, curentul poate crește la valori mari, nepermise.

2.3 Redresor trifazat în punte semicomandat cu sarcină pur rezistivă

Redresoarele trifazate, în general, sunt utilizate în vederea obținerii unei creșteri a puterii în sarcină. În figura 3.3 este prezentată schema de principiu a unui redresor trifazat în punte semicomandat, precum și mărimile electrice aferente, care caracterizează funcționarea circuitului.

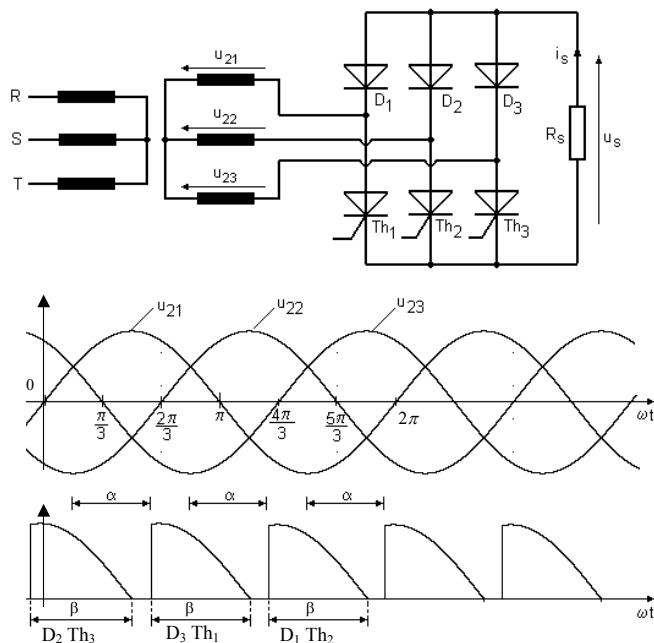


Figura 3.3.

Puntea trifazată este formată din diodele D_1, D_2, D_3 și tiristoarele Th_1, Th_2, Th_3 . Tensiunile din secundarul transformatorului de putere conectat în stea, u_{21}, u_{22}, u_{23} , sunt descrise de relațiile: (3.9)

$$u_{21} = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t),$$

$$u_{22} = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}),$$

$$u_{23} = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}).$$

Curentul prin sarcina R_s , se închide succesiv prin D_3 și Th_1 , apoi prin D_1 și Th_2 și în sfârșit prin D_2 și Th_3 . Se presupune că tiristoarele se deschid la aceeași unghi de amorsare $\alpha > 60^\circ$. În aceste condiții, pentru intervalele corespunzătoare de existență a curentului de sarcină diferit de 0, tensiunea de sarcină rezultă:

$$u_s = u_{21} - u_{23}, \text{ dacă conduc } D_3 \text{ și } Th_1, \quad (3.10)$$

$$u_s = u_{22} - u_{21}, \text{ dacă conduc } D_1 \text{ și } Th_2,$$

$$u_s = u_{23} - u_{22}, \text{ dacă conduc } D_2 \text{ și } Th_3.$$

Forma și valoarea tensiunii pe sarcină depinde de valoarea unghiului de conducție β .

3. Desfășurarea lucrării

3.1 Pentru studiul unui redresor monofazat se utilizează montajul din figura 3.4, cu tensiunea electromotoare $E = 0$.

3.2 Se vizualizează cu ajutorul unui osciloscop cu două canale principalele forme de undă ce caracterizează funcționarea redresorului: u_s, i_s , tensiunea anod-catod a tiristorului.

3.3. Se repetă operațiile prezentate la punctele anterioare dar cu sarcina mixtă R-L-E, pentru $E > 0$.

3.4. Prin modificarea parametrilor m, φ și α , se va studia influența acestora asupra unghiului de conducție β și asupra curentului mediu redresat.

3.5. Pentru studiul unui redresor trifazat în punte semicomandat cu sarcină pur rezistivă se utilizează montajul din figura 3.5. Circuitele βAA 145 având terminalele 16 conectate împreună și o aceeași tensiune de comandă pe terminalul 8, tiristoarele se comandă la același unghi de amorsare α .

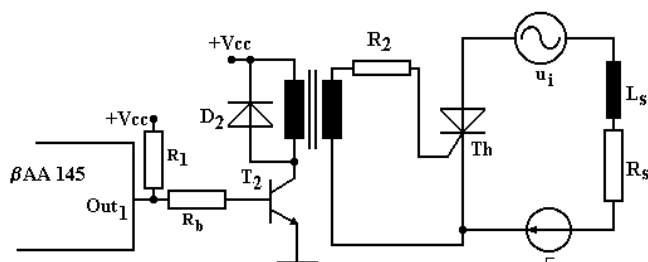


Figura 3.4.

3.6. Se va vizualiza tensiunea de sarcină și modul în care este influențată de modificarea unghiului de amorsare.

Observație: O tensiune se poate vizualiza cu osciloscopul în regim flotant, dacă acesta se va alimenta de la rețea prin fișă fără pământare, altfel masa osciloscopului va fi conectată prin carcasa sa și la potențialul pământ.

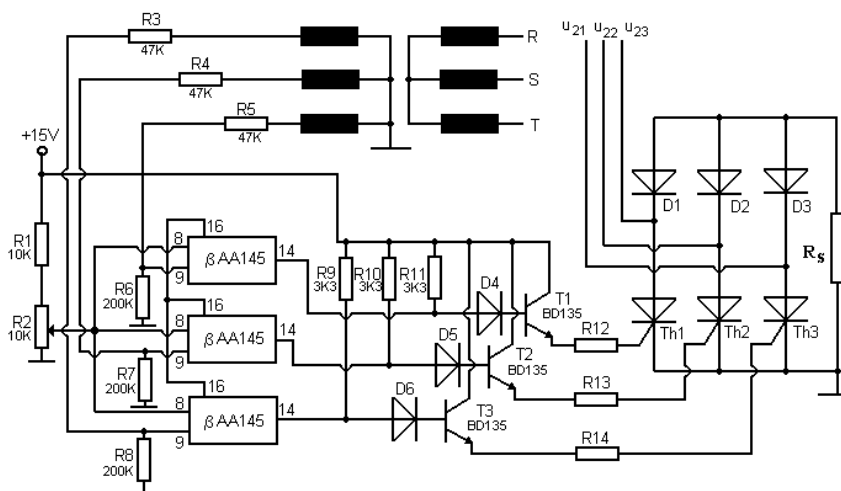


Figura 3.5.

Variator de curent alternativ

1. Scopul lucrării

Se studiază modul de funcționare al unui variator de curent alternativ monofazat pentru o sarcină cu caracter pur rezitiv și pentru o sarcină cu caracter rezistiv-inductiv. Se prezintă modul de comandă al acestor tipuri de convertoare. Cu ajutorul programului PSPICE se studiază răspunsul în frecvență al convertorului, în funcție de unghiul de comandă și unghiul de conducție al tiristoarelor.

2. Considerații teoretice

Variatoarele de curent alternativ (VCA) sunt convertoare electroenergetice care transformă energia de curent alternativ tot în energie de curent alternativ, dar valoarea efectivă a tensiunii de la ieșirea convertorului este mai mică sau cel mult egală cu cea de la intrare, frecvența tensiunii rămânând neschimbată pe durata conversiei. Cel mai des, variatoarele de curent alternativ se folosesc în sistemele de acționare ale motoarelor de curent alternativ monofazice sau trifazice. În figura 4.1 se prezintă schema electrică de principiu a unui VCA care este realizat cu ajutorul a două tiristoare Th_1 și Th_2 conectate în antiparalel.

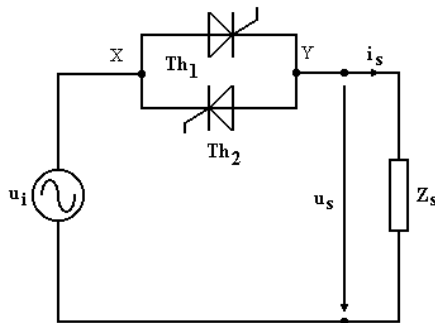


Figura 4.1: Schema electrică de principiu a unui VCA monofazat.

Acest tip de conexiune a tiristoarelor permite curentului de sarcină i_s să circule în ambele sensuri. Controlul conversiei se realizează prin comanda simetrică în fază a celor două tiristoare. Astfel, printr-o comandă alternativă a tiristoarelor, sarcina este cuplată la generatorul de curent alternativ doar un anumit interval de timp în decursul unei semiperioade, fapt ce duce la modificarea valorii efective a tensiunii de ieșire u_s .

2.1 Variator de curent alternativ cu sarcină rezistivă.

Formele de undă prezentate în figura 4.2 caracterizează funcționarea unui VCA cu sarcină rezistivă.

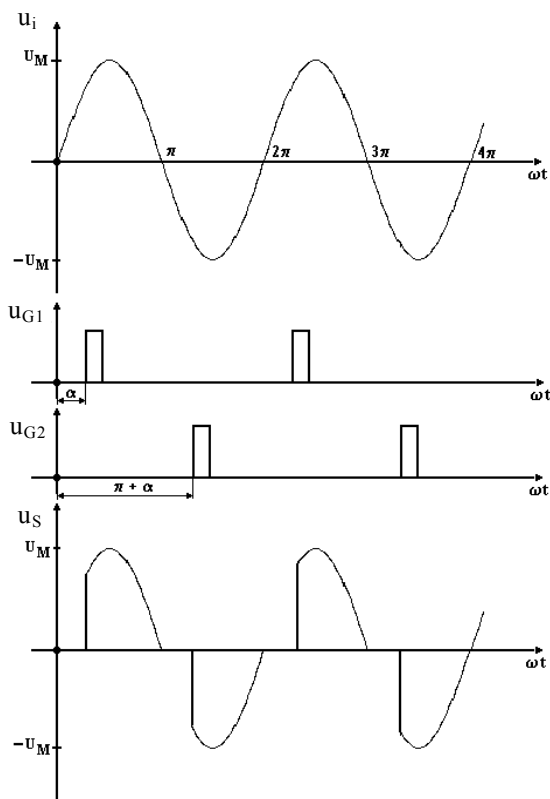


Figura 4.2: Formele de undă ale mărimilor electrice din figura 4.1.

În figura 4.2, u_{G1} și u_{G2} sunt tensiunile de comandă ale tiristoarelor Th_1 și Th_2 . Tot din figură 4.2 se mai observă că momentele comenzii tiristoarelor sunt defazate cu același unghi α față de momentele în care tensiunea u_i furnizată de sursa de alimentare trece prin zero. La sfârșitul fiecărei semialternanțe, tiristorul care s-a aflat în stare de conducție se blochează natural (fără să fie comandat), odată cu trecerea prin zero a curentului care circulă prin circuit. Tiristorul este complet blocat doar după scurgerea timpului de revenire, timp în care toată cantitatea de sarcină spațială acumulată în joncțiunile acestuia este evacuată. Timpul de revenire depinde de tipul tiristorului și este de ordinul μs . Pentru formele de undă prezentate în figura 4.2 se poate determina valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină cu ajutorul relației următoare:

$$U_{sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (U_M \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} U_M \quad (4.1)$$

Cu ajutorul relației (4.1) putem acum determina valoarea efectivă a curentului prin sarcină:

$$I_{sef} = \frac{U_{sef}}{R_S} = \frac{U_M}{R_S} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} \quad (4.2)$$

În relațiile (4.1) și (4.2), α reprezintă unghiul de comandă al celor două tiristoare. Din relația (4.2) se observă că odată cu creșterea unghiului de comandă α scade valoarea efectivă a curentului de sarcină.

2.2 Variator de curent alternativ cu sarcină rezitiv-inductivă

În situația în care sarcina prezintă și o componentă inductivă, curentul care circulă prin aceasta este defazat în urma tensiunii de ieșire. Tot din același motiv, curentul printr-un tiristor al VCA nu se mai anulează atunci când tensiunea la bornele sale își schimbă polaritatea, în urma apariției semialternanței următoare. Acest caz este prezentat cu ajutorul următoarelor diagrame de semnal (figura 4.3).

În figura 4.3, α reprezintă unghiul de comandă al tiristoarelor iar β este unghiul lor de conducție. Mărimea unghiului de conducție β depinde atât de valoarea componentei rezistive a sarcinii cât și de

valoarea componentei inductive. În cazul în care sarcina variatorului de curent alternativ are un caracter inductiv, tiristoarele trebuie să fie comandate cu trenuri de impulsuri sau cu impulsuri a căror durată este mai mare decât timpul necesar curentului de sarcină să crească peste valoarea curentului de menținere. În cazul acestei aplicații amorsarea unui tiristor se face doar după blocarea celui alt tiristor.

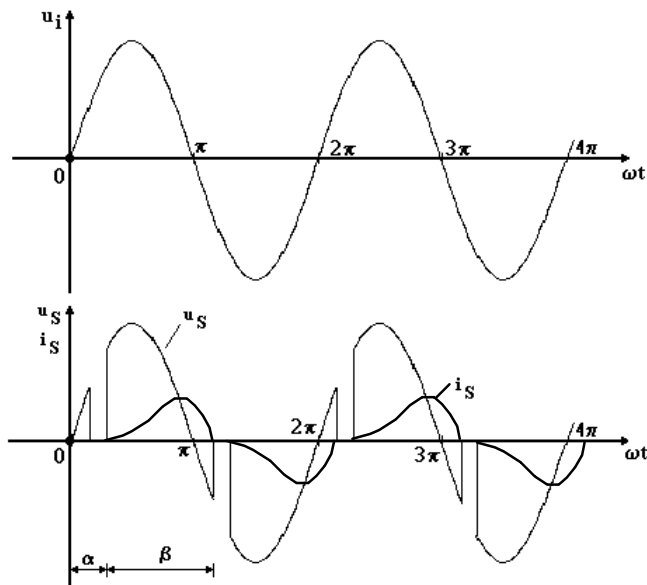


Figura 4.3: Formele de undă pentru un VCA monofazat cu sarcină RL.

Pentru o sarcină dată, se poate determina unghiul de conducție β ca soluție a unei ecuații transcendente, prin metode de calcul numerice sau pe cale grafică.

2.3 Comanda variatorului de curent alternativ monofazat

Cea mai des folosită metodă de amorsare a unui tiristor este aceea în care se injectează un impuls de curent în grila tiristorului sau dacă între grilă și catodul tiristorului se aplică un impuls de tensiune. Cu toate acestea, tiristorul va intra în conducție doar dacă este polarizat direct. În figura 4.1 se observă că potențialul în punctele X și Y se

modifică de-a lungul unei perioade de funcționare în raport cu potențialul de referință al punctului 0. Acest fapt împiedică aplicarea directă a unor impulsuri de tensiune provenite de exemplu de la un circuit integrat specializat pentru comanda în fază a tiristoarelor (βAA 145).

O metodă practică ce permite aplicarea impulsurilor de comandă, indiferent de valoarea potențialelor punctelor X și Y (figura 4.1), este utilizarea transformatoarelor de impuls conform cu exemplul din figura 4.4. Transformatoarele de impuls asigură separarea galvanică între circuitul de comandă și circuitul de forță.

Rezistoarele R_1 și R_2 înseriate cu poarta tiristoarelor au rolul de a limita curenții de comandă i_{G1} și i_{G2} . Diodele D_1 și D_2 se folosesc pentru a preveni apariția unor supratensiuni în colectorul tranzistoarelor T_1 și T_2 în momentul în care acestea se blochează. Tensiunile de comandă pentru tranzistoarele T_1 și T_2 , sunt defazate cu 180° una față de cealaltă și sunt sincrone cu tensiunea de la rețea. Aceste tensiuni pot fi furnizate de un de un CI βAA145 specializat pentru comanda în fază a tiristoarelor. Tranzistoarele T_1 și T_2 au rolul de amplificatoare de impuls.

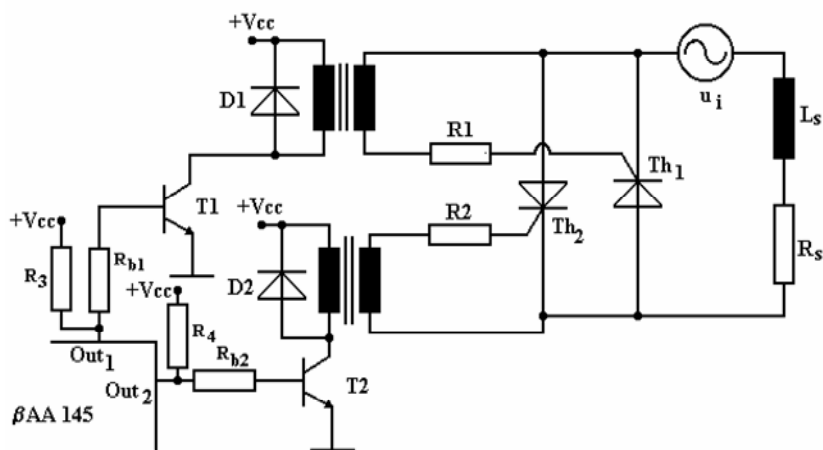


Figura 4.4: Modul de comandă al unui variator de curent alternativ monofazat.

3. Desfășurarea lucrării

3.1 Pentru studiul unui VCA se utilizează montajul din figura 4.5.

3.2 Se vizualizează cu ajutorul unui osciloscop cu două canale principalele forme de undă ce caracterizează funcționarea variatorului de curent alternativ: u_s , i_s , tensiunile anod-catod ale tiristoarelor, etc.

3.3. Se repetă operațiile prezentate la punctele anterioare dar sarcina va fi de tip R-L.

3.4. Cu ajutorul programului PSPICE se studiază comportarea circuitului în domeniul frecvență a tensiunii și curentului de sarcină, pentru cele două tipuri de sarcini și pentru diferite unghiuri de comandă α .

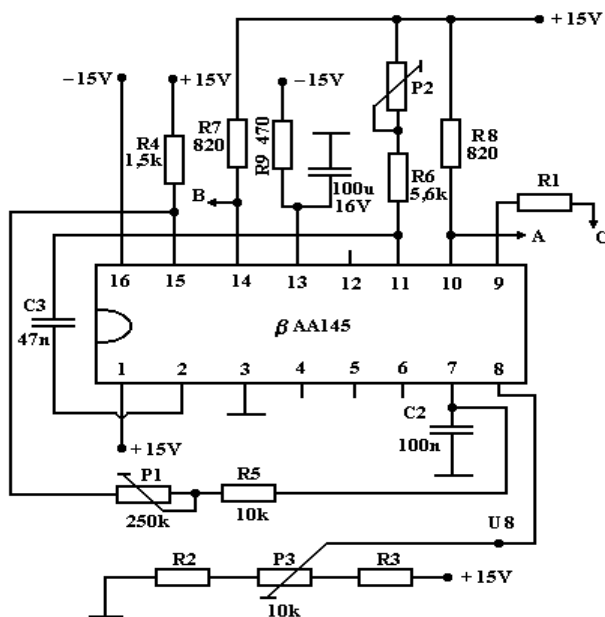
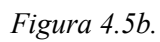


Figura 4.5a.



Chopper de putere cu circuit auxiliar de stingere

1. Scopul lucrării

Se studiază modul de funcționare al unui chopper de putere cu circuit auxiliar de stingere, pentru diferite tipuri de sarcini. Studiul se realizează cu ajutorul programului de simulare PSPICE.

2. Considerații teoretice

Chopperele sunt convertoare electronice care transformă energia de curent continuu în energie de curent continuu (cc-cc). O caracteristică a chopperelor este aceea că pot furniza la ieșire o tensiune a cărei valoare medie poate fi reglată în conformitate cu cerințele aplicației în care sunt utilizate. Una dintre cele mai des întâlnite aplicații a chopperelor de putere este acționarea motoarelor de curent continuu prin modificarea tensiunii lor de alimentare. Principiul acestei comenzi este ilustrat în figura 5.1a. În figura 5.1b se prezintă schema echivalentă a unui motor de curent continuu. Tensiunea contraelectromotoare E este proporțională cu turația motorului de curent continuu.

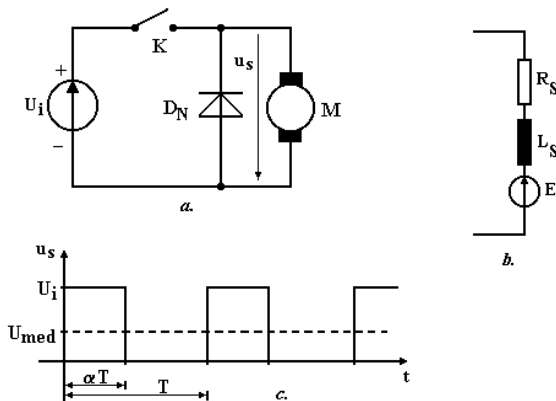


Figura 5.1: Principiul de funcționare al unui chopper de putere.

Perioada de comutație T a întrerupătorului K este constantă. Cu ajutorul comutatorului electronic, tensiunea de la intrare U_i , se aplică circuitului de sarcină un interval de timp αT pe durata unei perioade de comutație ($0 < \alpha < 1$). Valoarea medie U_{med} a tensiunii de ieșire u_s se obține cu ajutorul relației:

$$U_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T u_s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_i dt = \alpha \cdot U_i \quad (5.1)$$

În figura 5.1c se observă că valoarea medie a tensiunii de alimentare a motorului depinde de valoarea factorului de umplere α . Dacă modificăm valoarea lui α obținem o altă valoare medie a tensiunii de alimentare a motorului. Modificarea valorii medii a tensiunii de alimentare determină modificarea turației motorului de curent continuu.

În figura 5.2 se prezintă schema electronică de principiu a unui chopper de putere cu circuit auxiliar de stingere fără circuitele de comandă aferente tiristoarelor. Principalele forme de undă care descriu funcționarea chopperului sunt prezentate în figura 5.3.

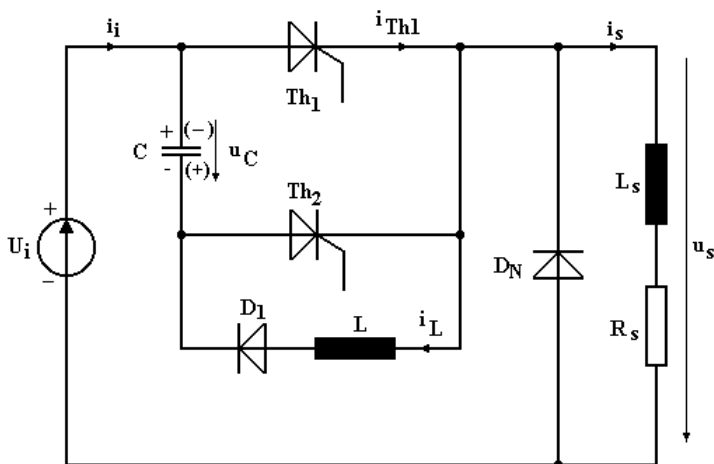


Figura 5.2: Schema electronică a unui chopper cu circuit auxiliar de stingere.

Pentru simplificare, considerăm că sarcina convertorului este de tip rezistiv-inductivă. Valoarea inductanței L_S este suficient de mare, astfel încât se poate considera că valoarea curentului de sarcină i_S se menține constantă pe durata perioadei de comutație, având valoarea I_S . Întrerupătorul principal al chopper-ului este Th_1 . Pentru a putea bloca tiristorul Th_1 se utilizează un circuit auxiliar de stingere realizat cu Th_2 , D_1 , L și C . În lipsa circuitului auxiliar de stingere, tiristorul Th_1 odată adus în stare de conducție nu mai poate fi blocat până în momentul în care curentul prin Th_1 , nu se anulează (deconectarea sursei de alimentare U_i).

Circuitul funcționează în modul următor: mai întâi se amorsează Th_2 care permite stabilirea unui curent prin C , Th_2 , R_S și L_S . Acest curent încarcă condensatorul C iar polaritatea tensiunii la bornele sale este indicată în figura 5.2. În momentul în care tensiunea la bornele condensatorului C devine egală cu U_i , tiristorul Th_2 se blochează natural. Condensatorul C rămâne încărcat până în momentul în care se amorsează tiristorul principal Th_1 . Amorsarea tiristorului Th_1 are două consecințe:

- pe sarcină se aplică tensiunea U_i , caz în care dioda D_N se blochează iar circuitul de sarcină primește energie;
- tiristorul Th_1 "închide" circuitul realizat din L , D_1 și C .

După amorsarea tiristorului Th_1 , bobina L împreună cu condensatorul C formează un circuit oscilant de tip serie. Condensatorul C , încărcat la tensiunea U_i , se descarcă rezonant pe inductanța L . Expresia curentului de descărcare a condensatorului C este:

$$i_C = \frac{1}{\omega_0 L} U_i \sin \omega_0 t, \quad (5.2)$$

unde ω_0 este pulsația de rezonanță: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Procesul rezonant durează până în momentul în care valoarea tensiunii la bornele condensatorului devine din nou U_i dar polaritatea acesteia este schimbată față de cea indicată în figura 5.2 (semnele din paranteză). Când tensiunea pe condensator $u_C = -U_i$, dioda D_1 se opune continuării procesului rezonant iar tensiunea pe condensator se menține neschimbată până în momentul în care Th_2 este adus din nou în

conducție. Pe durata intervalului de timp în care are loc procesul rezonant, curentul prin tiristorul Th_1 este:

$$i_{Th1} = I_S + i_C. \quad (5.3)$$

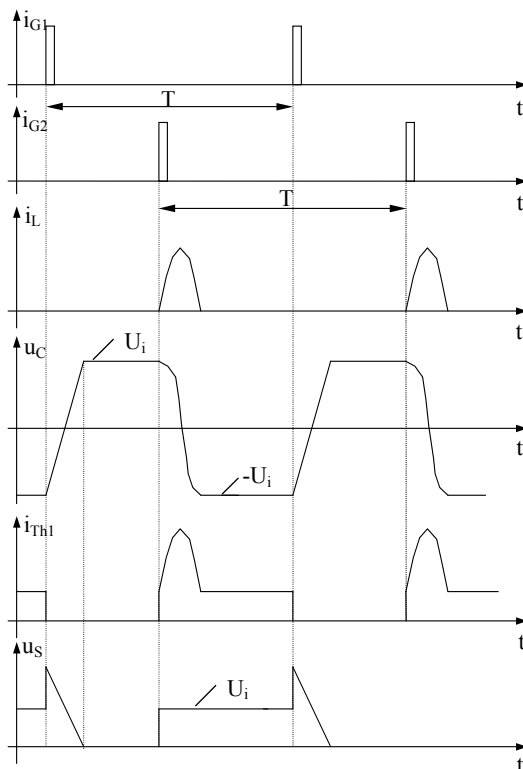


Figura 5.3: Formele de undă ale mărimilor electrice pentru chopperul de putere cu circuit auxiliar de stingere.

La alegerea tiristorului Th_1 se ține cont de relația (5.3) precum și de faptul că timpii de comutare ai tiristorului să fie mult mai mici decât perioada de oscilație a circuitului rezonant. Puterea tiristorului Th_2 poate să fie mai mică decât cea a tiristorului Th_1 . Tiristorul Th_2 trebuie să suporte o tensiune de polarizare inversă a cărei valoare să fie de minimum U_i . După amorsare, tiristorul Th_1 rămâne în stare de

La sfârșitul intervalului de conducție αT , tiristorul Th_2 este adus din nou în conducție. Intrarea în conducție a acestuia atrage după sine aplicarea tensiunii $-U_i$ de pe condensator pe tiristorul Th_1 . Aplicarea acestei tensiuni pe Th_1 îi determină blocarea. În continuare, blocarea tiristorului Th_1 , atrage după sine intrarea în conducție a diodei D_N . Se observă că dioda D_N , în stare de conducție, oferă o cale de circulație a curentului de sarcină.

3. Desfășurarea lucrării

[illegible]

3.2. Se vizualizează mărimile electrice indicate în figura 5.4.

3.3. Se modifică factorul de umplere α a tensiunii de alimentare a
ii și se repetă cerințele de la punctul 3.2.

3.4. Se determină care este factorul de umplere maxim pentru care chhoperul mai funcționează în conformitate cu precizările făcute în considerațiile teoretice.

3.5. Se pun în evidență și se determină timpzii de comutație pentru fiecare tiristor în parte.

3.6. Se determină puterea disipată pe fiecare tiristor la comutație și în starea de conducție. Se completează apoi tabelul 5.1, și baza valorilor obținute se calculează randamentul chopperului folosind relația:

$$\eta = \frac{U_S \cdot I_S}{U_i \cdot I_i} . \quad (5.4)$$

Tabel 5.1.

| | |
|------------|--|
| α | |
| I_i [A] | |
| U_S [V] | |
| I_S [A] | |
| P_i [W] | |
| P_S [W] | |
| η [%] | |

Sursă de tensiune continuă în comutație de tip boost

1. Scopul lucrării

Se studiază un convertor de tensiune cc-cc care poate furniza la ieșire o tensiune mai mare decât cea aplicată la intrare. Se determină principalele caracteristici ale acestui tip de sursă de tensiune continuă în comutație.

2. Considerații teoretice

Sursa de tensiune în comutație de tip boost este un convertor cc-cc care furnizează la ieșire o tensiune mai mare decât tensiunea care se aplică la intrarea acesteia.

În figura 6.1 este prezentată schema de principiu a acestui tip de sursă, care are două configurații echivalente, în funcție de poziția comutatorului K.

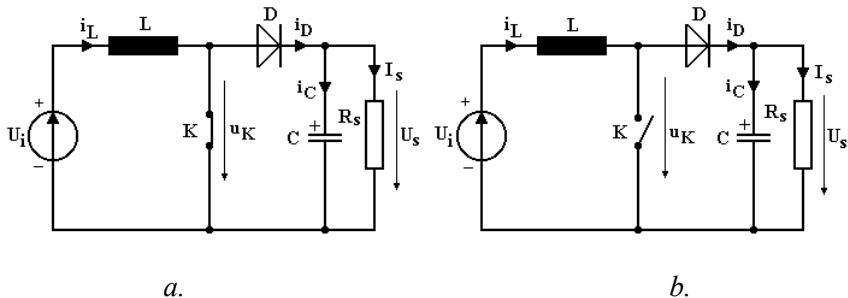


Figura 6.1: Schema de principiu a unei surse de tensiune de tip boost.

Comutatorul electronic K, se închide și se deschide periodic cu frecvența de comutație fixă f . Bobina L are rolul de a înmagazina energie în intervalul de timp în care comutatorul K este închis (figura 6.1a.). Dioda D nu permite descărcarea condensatorului de filtraaj C în cazul în care K este închis. Practic, comutatorul K este un tranzistor bipolar sau un tranzistor MOSFET de putere.

- Pentru a simplifica descrierea funcționării sursei considerăm că:
- toate componentele sunt ideale;
 - valoarea inductanței L este suficient de mare astfel încât variația curentului prin bobină să fie aproximată ca liniară;
 - constanta de timp a circuitului $R_S C$ este mult mai mare decât perioada de comutație T .

Principalele forme de undă care descriu funcționarea sursei de tensiune continuă în comutație de tip boost sunt prezentate în figura 6.2.

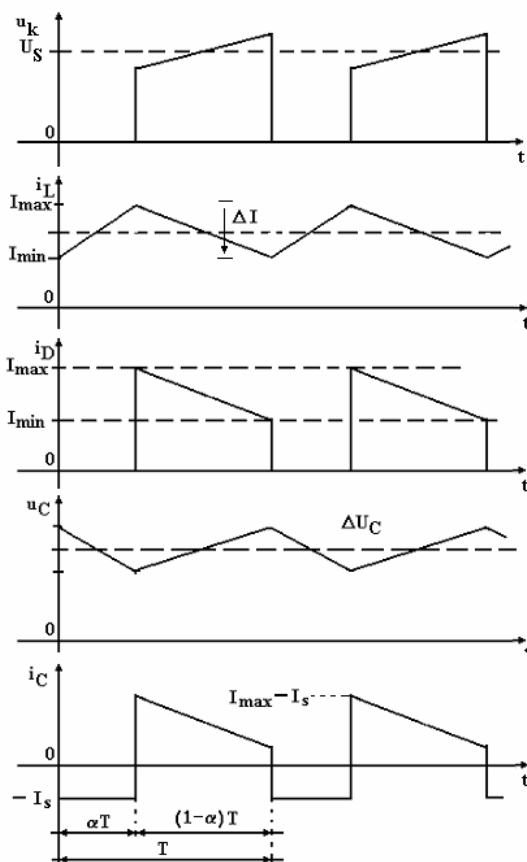


Figura 6.2: Formele de undă a mărimilor electrice indicate în figura 6.1.

În cazul în care comutatorul K este închis (figura 6.1a), curentul prin bobină începe să crească liniar. Tensiunea la bornele bobinei este dată de relația:

$$u_L = U_i = L \frac{\Delta I}{\Delta t} = L \frac{I_{\max} - I_{\min}}{\alpha T}, \quad (6.1)$$

unde αT reprezintă intervalul de timp în care comutatorul K este închis. Coeficientul α se mai numește factor de umplere și poate să ia valori cuprinse între 0 și 1. În cazul în care $\alpha = 0$, comutatorul K nu este închis niciodată, iar tensiunea de la ieșirea sursei este egală cu cea de la intrare. Variația curentului prin bobină se poate determina cu ajutorul relației:

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{U_i \cdot \alpha \cdot T}{L}. \quad (6.2)$$

Tot în intervalul de timp în care K este închis, dioda D este blocată deoarece potențialul din catod este mai mare decât potențialul din anod. Condensatorul de filtraj se descarcă pe rezistența de sarcină. Pentru simplificarea calculelor se va considera că variația curentului de sarcină este neglijabilă adică $I_s = \text{ct.}$

În cazul în care comutatorul K este deschis (figura 6.1b), curentul prin bobină scade liniar. Tensiunea pe bobină este dată în acest caz de următoarea relație:

$$u_L = U_i - U_s = -L \frac{\Delta I}{(1-\alpha)T} = -L \frac{I'_{\min} - I_{\max}}{(1-\alpha)T}. \quad (6.3)$$

Cu ajutorul relației (6.3) se poate determina variația curentului prin bobină.

$$\Delta I' = \frac{(U_s - U_i)(1-\alpha)T}{L}. \quad (6.4)$$

Dacă curentul ce parcurge bobina are valoarea I_{\min} la începutul perioadei de comutație și dacă acesta are aceeași valoare la sfârșitul perioadei de comutație ($I_{\min} = I'_{\min}$) atunci putem spune că sursa de tensiune continuă în comutație lucrează în regim stabilizat. Ținând cont de acest lucru putem să egalăm relațiile (6.3) și (6.4), obținându-se următoarea relație:

$$U_s \cdot \alpha \cdot T = (U_s - U_i)(1-\alpha)T, \text{ sau} \quad (6.5)$$

$$U_s = \frac{1}{1-\alpha} U_i, \quad (6.6)$$

relație ce pune în evidență influența factorului de umplere α asupra tensiunii de ieșire. Practic, valoarea maximă a factorului de umplere α se limitează la 0.7 – 0.8. Dacă α tinde spre 1 atunci tensiunea U_s tinde spre valori extrem de mari. Dependența tensiunii de ieșire U_s în funcție de valoarea lui α este prezentată în figura 6.3.

Pentru a determina variația tensiunii ΔU_C la terminalele rezistorului R_s , se calculează cantitatea de sarcină furnizată de condensatorul de filtraj C sarcinii în intervalul de timp în care comutatorul K este închis.

$$-\Delta Q = -C \cdot \Delta U_C = -I_s \cdot \alpha \cdot T. \quad (6.7)$$

Din relația (6.7) rezultă că:

$$\Delta U_C = \frac{I_s \cdot \alpha \cdot T}{C} = \frac{I_s \cdot \alpha}{C \cdot f}. \quad (6.8)$$

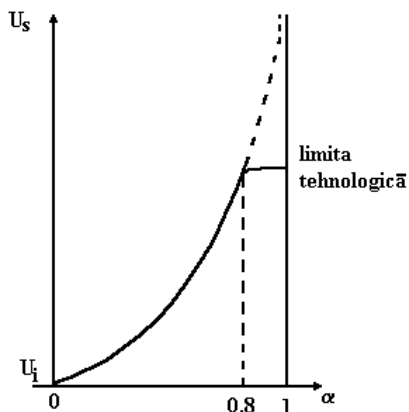


Figura 6.3: Dependența tensiunii de ieșire în funcție de α .

Observație: Comutatorul K poate fi un tranzistor bipolar sau un tranzistor cu efect de câmp de putere, care, în această aplicație, lucrează în regim de comutație.

3. Desfășurarea lucrării

Se va analiza funcționarea montajului din figura 6.4.

3.1 Se fixează tensiunea de intrare U_i la 12V. Valoarea rezistenței potențiometruului P se reglează la Ohm. Se conectează împreună punctele 1 cu 2 și 4 cu 5. Între punctele 7 și 0 se conectează un generator de impulsuri rectangulare a căror factor de umplere poate fi reglat. Se fixează frecvența impulsurilor de comandă la 20KHz și se alege inițial $\alpha = 0.4$. Amplitudinea impulsurilor de comandă a tranzistorului se reglează la $5V_{vv}$. Se vizualizează cu ajutorul unui osciloscop cu două canale și apoi se desenează următoarele forme de undă ale mărimilor electrice din figura 6.2. Pentru a vizualiza variația curentului prin bobină se conectează între punctele 1 și 2 primarul unui transformator de curent iar în secundarul acestuia se conectează un rezistor. Valoarea tensiunii pe acest rezistor este direct proporțională cu valoarea curentului ce trece prin primarul transformatorului de curent.

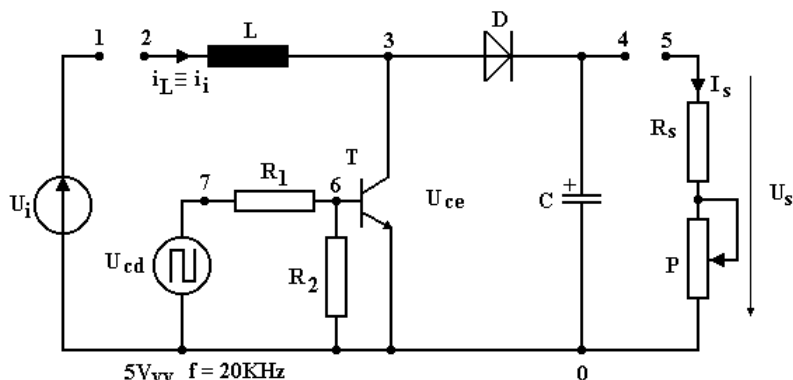


Figura 6.4: Sursa de tensiune continuă în comutație de tip boost.

3.2. Se conectează împreună punctele 1 cu 2 și 4 cu 5. Între punctele 5 și 0 se conectează un voltmetru. Tensiunea de intrare rămâne fixată la 12V. Se determină și se reprezintă grafic caracteristica tensiunii de sarcină $U_s = U_s(\alpha)$, în funcție de factorul de umplere $\alpha \in [0.1 - 0.8]$. Explicați diferențele ce apar între rezultatele obținute la acest punct și rezultatele care se obțin cu ajutorul relației (6.6).

3.3 Se conectează între punctele 1 și 2 un ampermetru, între punctele 5 și 0 un voltmetru și între punctele 4 și 5 un ampermetru.

Tensiunea de intrare rămâne fixată la 12V. Se completează apoi tabelul 6.1.

Se calculează pentru fiecare valoare a factorului de umplere α randamentul sursei cu ajutorul următoarei relații:

$$\eta = \frac{U_S \cdot I_S}{U_i \cdot I_i} . \quad (6.9)$$

3.4. Se vizualizează și se măsoară componenta alternativă a tensiunii de ieșire ΔU_S pentru diferite valori a lui α . Rezultatele se trec în tabelul 6.1. Valorile măsurate se compară cu valoarea teoretică data de relația (6.8). Explicați diferențele care apar.

Tabel 6.1.

| α | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.5 | 0.6 | 0.7 | 0.8 |
|------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| I_i [A] | | | | | | | | |
| U_S [V] | | | | | | | | |
| I_S [A] | | | | | | | | |
| P_i [W] | | | | | | | | |
| P_S [W] | | | | | | | | |
| η [%] | | | | | | | | |

Sursă de tensiune continuă în comutație de tip flyback

1. Scopul lucrării

Se studiază funcționarea unei surse de tensiune în comutație de tip flyback (inversoare de tensiune cu izolare galvanică) și se determină principalii parametri care o caracterizează.

2. Considerații teoretice

În numeroase aplicații se impune ca între sursa de energie electrică de curent continuu și consumator să existe izolare galvanică. Această cerință poate fi ușor de îndeplinit dacă între sursa de alimentare și sarcină se intercalează un transformator.

Transferul energiei este posibil numai dacă tensiunea pe înfășurarea primară a transformatorului este alternativă. Această tensiunea alternativă se poate obține dacă în circuitul primar al transformatorului, se introduce un întrerupător care comută periodic. În figura 7.1 este prezentat un circuit de conversie cc-cc, care asigură izolarea galvanică între sursă și sarcină.

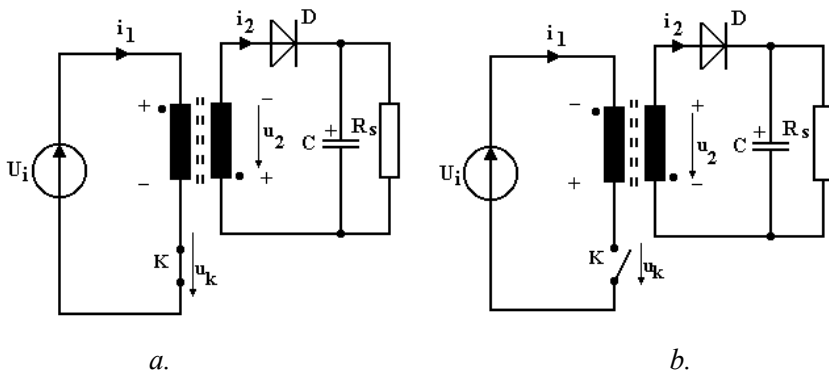


Figura 7.1: Schema de principiu a unei surse de tensiune de tip flyback.

Pentru ca acest circuit să poată funcționa, înfășurarea primară și cea secundară a transformatorului trebuie să fie bobinate în sens invers așa cum este prezentat în figura 7.1a,b. Pentru a ușura analiza circuitului se presupune că:

- toate componentele sunt ideale;
- trecerea comutatorului dintr-o stare în alta se face instantaneu;
- constanta de timp $C R_s$ este mult mai mare decât perioada de comutație T ;
- curenții care circulă prin înfășurările transformatorului au o variație liniară în timp.

Principalele forme de undă care descriu funcționarea circuitului sunt prezentate în figura 7.2.

Comutatorul K se închide și deschide periodic cu o frecvență constantă. În cazul în care K este închis (figura 7.1a) se poate scrie:

$$\Delta i_1 = \frac{U_i}{L_1} \cdot \alpha T = I_{1\max}, \quad (7.1)$$

unde αT reprezintă intervalul de timp în care K se află închis (t_{on}), ($0 < \alpha < 1$), iar L_1 reprezintă inductanța înfășurării primare. Tensiunea în secundarul transformatorului are polaritatea indicată în figura 7.1a. Dioda D este polarizată invers iar C se descarcă pe R_s . Se observă că valoarea maximă a curentului i_1 în primarul transformatorului depinde direct proporțional de valoarea factorului de umplere α .

După deschiderea comutatorului K , polaritatea tensiunii la bornele transformatorului se inversează, (figura 7.1b). În acest caz dioda D intră în conducție iar energia înmagazinată în miezul transformatorului este cedată sarcinii pe durata intervalului de timp t_{off} . Variația curentului i_2 este dată de relația următoare:

$$\Delta i_2 = \frac{U_s}{L_2} (1 - \alpha) T = -I_{2\max}, \quad (7.2)$$

unde L_2 reprezintă inductanța înfășurării secundare.

Pentru un transformator ideal :

$$i_1 n_1 = i_2 n_2, \quad (7.3)$$

unde n_1 , n_2 reprezintă numărul de spire din primar respectiv secundar și:

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 = n^2, \quad (7.4)$$

unde n reprezintă raportul de transformare al transformatorului ideal.

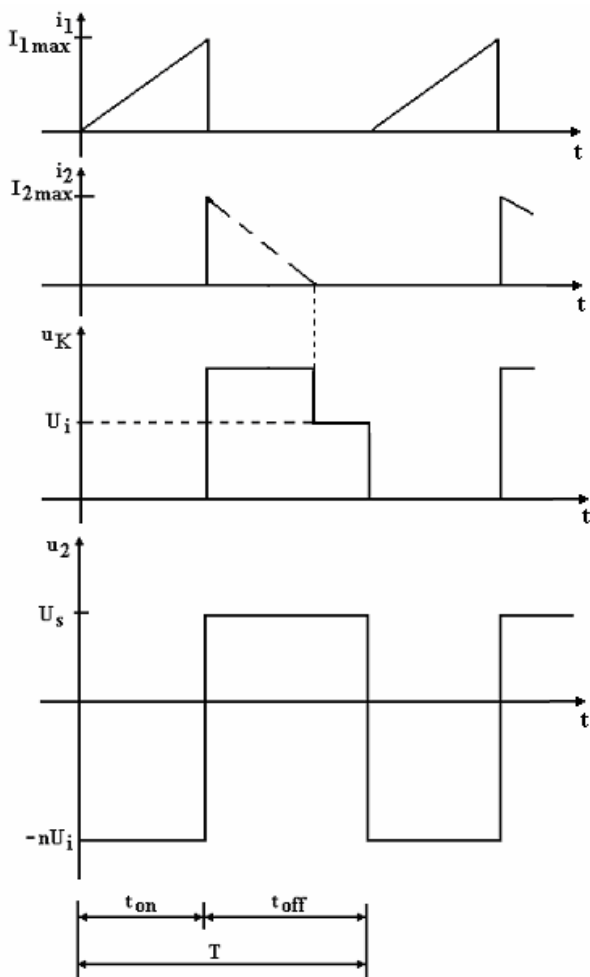


Figura 7.2: Formele de undă ale mărimilor electrice indicate în figura 7.1.

Ținând cont de relațiile (7.1), (7.2), (7.3), (7.4), obținem dependența dintre tensiunea pe sarcină și factorul de umplere α :

$$U_s = n \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} U_i \quad (7.5)$$

În relația următoare se indică tensiunea de la bornele comutatorului în cazul în care acesta este deschis:

$$u_K = U_i + \frac{U_s}{n} = U_i + \frac{\alpha}{1-\alpha} U_i = \frac{U_i}{1-\alpha} \quad (7.6)$$

Valoarea maximă a acestei tensiuni se obține pentru α_{\max} :

$$u_K = \frac{U_i}{1-\alpha_{\max}} \quad (7.7)$$

Relația (7.5) este valabilă atât timp cât curentul i_2 nu se anulează. Se observă în figura 7.2, că în momentul anulării curentului i_2 nu mai avem cădere de tensiune pe înfășurarea primară, iar tensiunea u_K devine egală cu tensiunea de la intrare U_i .

Variația tensiunii la bornele sarcinii se poate evalua cu relația:

$$\Delta U_S = \frac{\Delta Q}{C} = n \cdot \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \cdot \frac{U_i}{f \cdot R \cdot C} \quad (7.8)$$

Se observă că transferul de energie spre sarcină se face în intervalele de timp în care comutatorul K este deschis (figura 7.1b).

Observație: Comutatorul electronic K poate fi un tranzistor bipolar sau un tranzistor cu efect de câmp.

3. Desfășurarea lucrării

Se studiază funcționarea montajului din figura 7.3.

3.1. Se conectează împreună nodurile 1 cu 2 și 4 cu 5. Se fixează tensiunea de intrare U_i la 24V. Între punctele 7 și 0 se conectează un generator de impulsuri rectangulare a căror factor de umplere poate fi modificat. Se fixează frecvența impulsurilor la 20 KHz și factorul de umplere α la 0,5. Amplitudinea impulsurilor de comandă a tranzistorului este de 10 V_{VV}. Cu ajutorul unui osciloscop cu două canale se vizualizează mărimile electrice indicate în figura 7.2. Curentul prin înfășurarea primară se poate vizualiza dacă între punctele 1 și 2 inseriem un transformator de curent, în secundarul căruia

conectăm un rezistor. Tensiunea pe acest rezistor este proporțională cu valoarea curentului din circuitul primar al transformatorului.



Figura 7.3: Sursa de tensiune continuă în comutație de tip flyback.

3.2. Se vizualizează tensiunea între nodul 3 și nodul 0 în cazul în care factorul de umplere α ia diferite valori (0.1 – 0.8).

3.3. Se conectează între punctele 5 și 0 un voltmetru. Se determină și se reprezintă grafic caracteristica tensiunii de sarcină $U_s = U_s(\alpha)$, în funcție de factorul de umplere $\alpha \in [0.1 - 0.8]$.

3.4. Se înseriază între punctele 1 și 2, respectiv 4 și 5 câte un ampermetru. Tensiunea de intrare rămâne fixată în continuare la 24V. Se completează următorul tabel:

Tabel.7.1

| α | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.5 | 0.6 | 0.7 | 0.8 |
|------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| I_i [A] | | | | | | | | |
| U_s [V] | | | | | | | | |
| I_s [A] | | | | | | | | |
| P_i [W] | | | | | | | | |
| P_s [W] | | | | | | | | |
| η [%] | | | | | | | | |

Se calculează pentru fiecare valoare a factorului de umplere α randamentul sursei cu ajutorul următoarei relații:

$$\eta = \frac{U_S \cdot I_S}{U_i \cdot I_i} . \quad (7.9)$$

3.5. Se măsoară cu ajutorul osciloscopului amplitudinea componentei alternative a tensiunii de ieșire pentru diferite valori ale lui α . Rezultatele se trec în tabelul 7.1 și se compară cu valorile obținute cu relația (7.8).

Circuit integrat specializat pentru comanda surselor de tensiune în comutație

1. Scopul lucrării

Se studiază modul de funcționare al unui circuit integrat specializat pentru comanda surselor de tensiune în comutație a cărui funcție de bază este generarea semnalelor de comandă prin modularea impulsurilor în durată (PWM). Se studiază modul în care acest tip de integrat poate fi folosit la comanda unei surse de tensiune în comutație în contratimp.

2. Considerații teoretice

Importanța surselor de tensiune continuă în comutație a atras după sine realizarea unor circuite integrate specializate pentru comanda lor. Un astfel de circuit este și SG3524, având structura internă prezentată în figura 8.1.

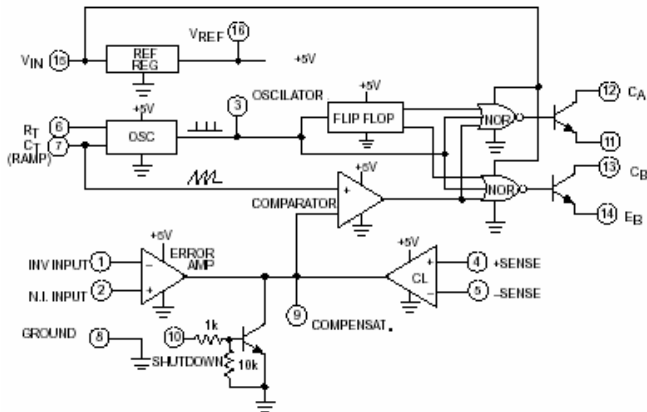


Figura 8.1: Schema internă a circuitului integrat SG 3524.

Circuitul integrat SG3524 conține pe un singur cip monolitic toate funcțiile de bază necesare realizării unei surse de putere în comutație. Funcțiile pe care acest integrat le poate oferi fac posibilă utilizarea lui pentru surse în comutație fără izolare galvanică cu un singur tranzistor, cu izolare galvanică cu un tranzistor sau două, care lucrează în contratimp și în general, în sursele de putere în comutație care necesită pentru comandă impulsuri modulate în durată pentru o frecvență de comutație constantă.

Astfel, integratul conține o referință de tensiune, un amplificator de eroare, un oscilator a cărui frecvență poate să fie aleasă de proiectant, modulator al impulsurilor în durată, două circuite de ieșire care furnizează semnalele de comandă alternativ, un comparator și un circuit de protecție la supracurent.

Circuitul integrat SG3524 este un circuit specializat pentru comanda stabilizatoarelor de tensiune cu frecvență fixă de comutație și cu modularea impulsurilor în durată - PWM. Circuitul funcționează la o frecvență care este determinată doar de valoarea unui rezistor conectat la pinul (R_T) și valoarea unui condensator conectat la pinul (C_T). Acest rezistor oferă un curent de încărcare constant condensatorului motiv pentru care tensiune pe condensator crește liniar. Această tensiune este aplicată pe intrarea neinversoare a comparatorului din structura integratului. Pe intrarea inversoare a comparatorului se aplică semnalul de la ieșirea amplificatorului de eroare. În urma comparării celor două tensiuni, la ieșirea comparatorului se obțin impulsuri de frecvență constantă modulate în durată de către tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare. Impulsurile de la ieșirea comparatorului sunt apoi trimise circuitului de ieșire corespunzător - pinii (CA) și (CB). Semnalul de la oscilator mai asigură și comanda alternativă a circuitelor de ieșire astfel încât acestea să nu furnizeze impulsuri de comandă spre exterior simultan. Integratul SG3524 mai conține un stabilizator de tensiune intern care este folosit ca și referință de tensiune dar și ca alimentator pentru circuitele interne de control. Ieșirea acestui stabilizator intern este accesibilă la exterior la pinul de ieșire (V_{ref}). Tensiunea de la pinul (V_{ref}) poate fi folosită pentru a furniza o tensiune de referință pe intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare. Utilizarea tensiunii stabilizate la pinul (V_{ref}) nu este obligatorie, proiectantul putând opta pentru o tensiune de referință externă. La

intrarea inversoare a amplificatorului de eroare se aplică o tensiune care provine de la ieșirea convertorului printr-un circuit de divizare rezistivă a tensiunii.

Frecvența impulsurilor de comandă este dată de relația:

$$f = \frac{1}{R_T C_T} , \quad (8.1)$$

unde R_T este rezistența conectată la pinul (R_T) dată în $K\Omega$ și poate lua valori în domeniul 1.8 - 100 $K\Omega$, C_T este capacitatea dată în μF , conectată la pinul (C_T) care poate lua valori în domeniul 0.001 – 0.1 μF , iar f reprezintă frecvența de comutație dată în KHz. Conform acestei relații, frecvența de ieșire poate fi aleasă în intervalul 120 Hz - 500 KHz.

În sistemele de alimentare care folosesc surse de tensiune continuă în comutație, conectate la aceeași sursă de energie apare următoarea problemă. Aceste surse de tensiune funcționează la o anumită frecvență de comutație și fiecare dintre acestea absorb de la sursa de energie un anumit curent mediu, precum și un curent de vârf pentru un anumit interval de timp, depinzând de factorul de umplere al impulsurilor de comandă. Datorită faptului că nu toate sursele de tensiune au exact aceeași frecvență de comutație, apar momente în care aceste surse se vor auto-sincroniza în mod aleator. În situația în care acestea absorb de la sursa de energie un anumit curent de vârf. Se observă imediat că această situație devine problematică mai ales în cazul în care sursa de energie de la intrare poate să furnizeze doar componentele medii ale curenților de intrare în fiecare sursă de tensiune în comutație. Suma curenților de vârf poate să fie astfel mult mai mare decât suma valorilor medii ale curenților de intrare. O soluție simplă și ieftină este aceea de a distribui surselor de tensiune de alimentare câte un semnal de sincronizare, astfel încât, două convertoare să nu se poată găsi simultan în situația de a absorbi un vârf de curent de la sursa de energie în orice moment. Această sincronizare permite o "relaxare" a sursei de energie principală furnizând un curent egal cu suma valorilor medii ale curenților de intrare în sursele de tensiune în comutație, plus un curent de vârf. Sincronizarea unui integrat SG3524 se face în modul următor: pe pinul 3 (Oscilator) de la care se poate culege semnalul furnizat de oscilatorul local, se aplică impulsuri de sincronizare cu o

amplitudine de aproximativ 3V. Impedanța între acest pin și masă este de aproximativ 2 K Ω . Pentru această nouă configurație, produsul $R_T C_T$ trebuie să fie puțin mai mare decât perioada oscilatorului de sincronizare extern.

În tabelul 8.1 sunt prezentate câteva valori maxime absolute pentru integratul SG3524.

Tabel 8.1: Valori maxime absolute pentru integratul SG3524.

| | | | |
|-----------|---|--------|--------------------|
| V_{in} | Tensiunea de alimentare | 40 | V |
| I_c | Curentul de colector al tranzistorilor finali | 100 | mA |
| I_R | Curentul furnizat de referința de tensiune | 50 | mA |
| P_{tot} | Puterea disipată totală | 1000 | mW |
| T_{op} | Domeniul temperaturii ambiante de funcționare | 0 - 70 | $^{\circ}\text{C}$ |

3. Desfășurarea lucrării

3.1. Se va realiza circuitul de test prezentat figura 8.2. Se alege o frecvență de comutație conform specificațiilor de mai sus. Se conectează împreună pinii 1 și 9. Pe pinul 2 se aplică o tensiune de la o sursă de tensiune reglabilă. O altă soluție este aceea de a utiliza tensiunea disponibilă la pinul 16. Modificând valoarea acestei tensiuni se obține modularea în durată a impulsurilor de comandă la pinii 12 și 13 care pot să fie vizualizate cu ajutorul unui osciloscop cu două canale.

3.2. Se studiază modul de funcționare a protecției la supracurent. Se va conecta pinul 5 la masă. Pe pinul 4 se aplică o tensiune reglabilă. Pentru o anumită valoare a tensiunii la pinul 4, impulsurile de comandă sunt invalidate. Notați valoarea acestei tensiuni. Evident în practică, această tensiune, este preluată de la un convertor curent-tensiune care poate fi în cel mai simplu caz un transformator de curent urmat de un circuit de detecție de vârf.

3.3. Să se studieze și să se explice modul de funcționare a sursei de tensiune continuă în comutație în contratimp prezentată în figura 8.3.

3.4. Cu ajutorul unui osciloscop, vizualizați principalele forme de undă generate de circuitul din figura 8.3, având conectată la ieșire o rezistență de 100 Ω . Schimbați valoarea rezistenței de sarcină și urmăriți

cum se modifică factorul de umplere al impulsurilor de comandă la pinii 12 și 13.

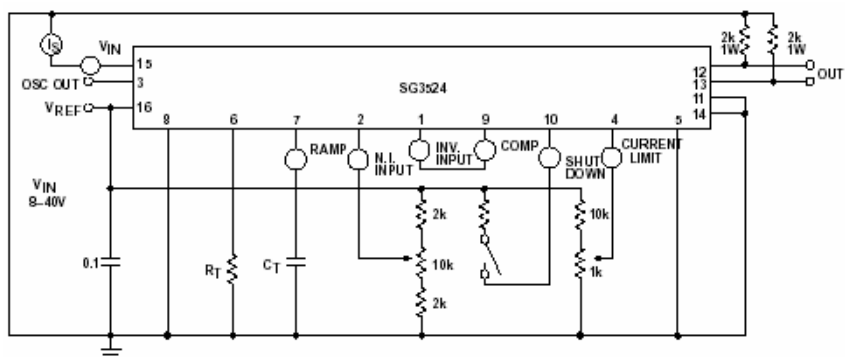


Figura 8.2: Circuitul de test pentru integratul SG3524.

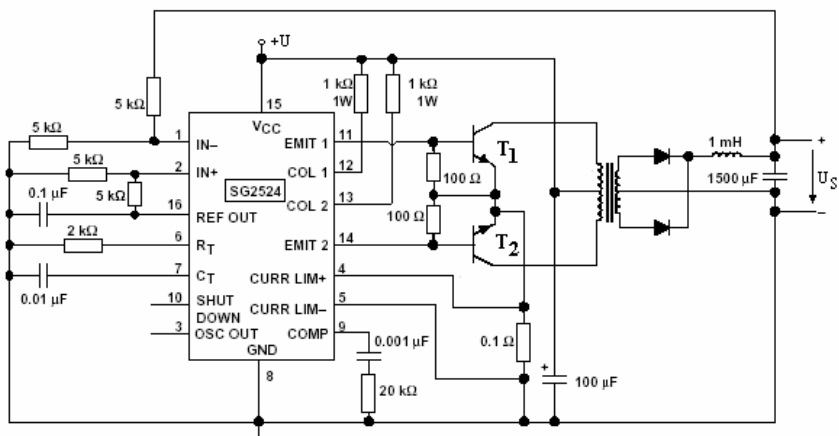


Figura 8.3: Sursă de tensiune continuă în comutație în contratimp.

Filtru activ de tip serie pentru corecția factorului de putere

1. Scopul lucrării

Se studiază modul în care se poate realiza corecția factorului de putere pentru un consumator alimentat de la rețeaua monofazată de curent alternativ.

2. Considerații teoretice

Caracterul inductiv sau caracterul neliniar al unor consumatori alimentați de la rețeaua de curent alternativ prin intermediul unor convertoare statice, contribuie la generarea de puteri reactive sau deformante. Factorul de putere într-un circuit de alimentare monofazat este definit ca raportul dintre puterea activă P și puterea aparentă S la bornele receptorului conform relației:

$$\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1, \quad (9.1)$$

unde $\cos \varphi_1$ este defazajul între tensiunea sursei și fundamentala curentului, I este valoarea efectivă a curentului de sarcină iar I_1 reprezintă valoarea efectivă a fundamentalei curentului de sarcină.

Din relația (9.1) rezultă că factorul de putere este subunitar deoarece există:

- receptoare liniare, dar care produc un defazaj între curentul absorbit și tensiunea rețelei;
- receptoare neliniare, care produc armonici de curent și în consecință raportul I_1/I este subunitar.

Din cele prezentate mai sus se observă că problema corecției factorului de putere este importantă întrucât valoarea acestuia determină transferul de putere electrică. În cazul în care factorul de putere este unitar pierderile de energie electrică sunt nule. Există mai multe metode de corecție a factorului de putere, în această lucrare de laborator se prezintă o metodă de corecție care utilizează un filtru activ de tip serie.

Se consideră schema electrică prezentată în figura 9.1a, cu ajutorul căreia se alimentează de la rețea prin intermediul unei punți redresoare monofazate, un consumator de curent continuu. Alături, în figura 9.1b, sunt prezentate formele de undă ale tensiunii de alimentare respectiv curentul absorbit de consumator.

Valoarea instantanee a curentului indicat în figura 9.1.b, se poate dezvolta în serie Fourier conform relației:

$$i = \sqrt{2} \sum_k I_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \quad (9.2)$$

unde k reprezintă ordinul armonicii iar φ_k reprezintă defazajul său.

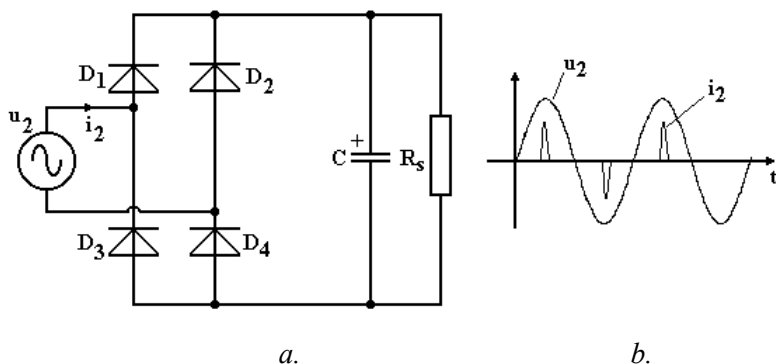


Figura 9.1: Circuit pentru alimentarea unui consumator de cc.

Valorile raportate ale armonicilor la componenta fundamentală I_1 sunt date în tabelul următor.

Tabel 9.1: Valorile raportate ale armonicilor la componenta fundamentală I_1 .

| Armonica de ordinul k | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 |
|-------------------------|------|------|-----|-----|-----|
| I_k / I_1 [%] | 73,2 | 36,6 | 8,1 | 5,7 | 4,1 |

Rezultatele prezentate în acest tabel indică faptul că receptorul constituie o sursă de poluare armonică importantă. În acest caz, factorul de putere este redus.

O metodă de corecție a factorului de putere pentru exemplul prezentat mai sus se poate realiza cu ajutorul unui filtru activ de tip serie a cărui schemă bloc este prezentată în figura 9.2.

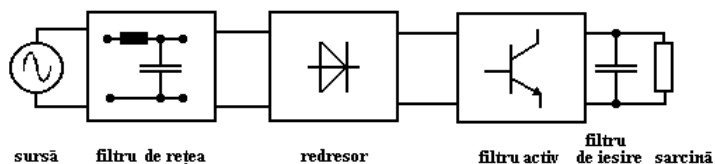
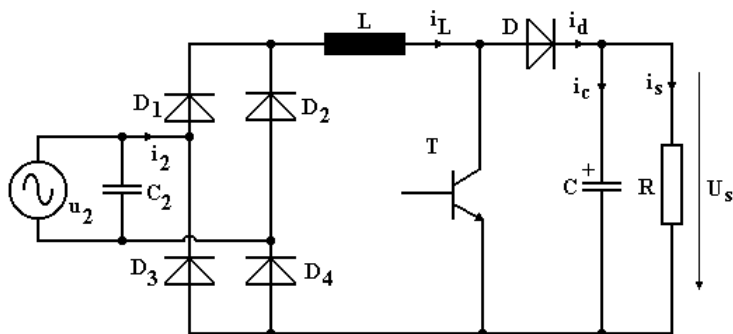


Figura 9.2: Schema bloc a filtrului activ de tip serie.

Se dorește ca factorul de putere să fie unitar adică curentul absorbit de la rețea să fie sinusoidal și în fază cu tensiunea acesteia.

Schema electronică a circuitului de corecție a factorului de putere este prezentată în figura 9.3. Filtrul activ este o sursă de tensiune continuă în comutație de tip Boost cu comandă de tip PWM. Tranzistorul T lucrează în regim de comutație, modul de comandă al acestuia se va prezenta ulterior.



Frecvența de comutație a tranzistorului este motivul pentru care valoarea inductanței L este mică și defazajul introdus de aceasta este neglijabil. Se observă că în această situație curentul absorbit de la sursă

este în fază cu tensiunea furnizată de sursă. La ieșirea punții redresoare vom obține modulul tensiunii de alimentare iar curentul absorbit de la sursa de alimentare va fi tot timpul pozitiv. Se poate presupune că puterea preluată de sarcină este aproximativ egală cu puterea activă de la intrare. Puterea activă de la intrare este dată de relația:

$$p_2(t) = u_2(t) \cdot i_2(t)$$

$$p_2(t) = U_{2M} |\sin \omega t| \cdot I_{2M} |\sin \omega t| = U_2 \cdot I_2 - U_2 \cdot I_2 \cos 2\omega t. \quad (9.3)$$

Dacă considerăm că tensiunea pe sarcină este constantă atunci puterea de la ieșire este:

$$p_S(t) \cong U_S \cdot i_S(t) = U_S (I_L - i_C(t)), \quad (9.4)$$

Din egalarea relațiilor (9.3) și (9.4) se observă că:

$$I_L = \frac{U_2 \cdot I_2}{U_S} \text{ și,} \quad (9.5)$$

$$i_C(t) = \frac{U_2 \cdot I_2}{U_S} \cos 2\omega t, \quad (9.6)$$

Pentru sursa de tensiune continuă în comutație de tip Boost, relația care exprimă legătura dintre tensiunea care i se aplică la intrare și tensiunea pe care acesta o furnizează sarcinii este:

$$U_S = \frac{1}{1-\alpha} U_{2M} |\sin \omega t|, \quad (9.7)$$

unde α reprezintă factorul de umplere al semnalului de comandă.

Din relația (9.7) se observă că dacă dorim să menținem la ieșirea convertorului o tensiune constantă, atunci factorul de umplere trebuie să ia diferite valori în timp. Astfel, pentru valori mici ale tensiunii de intrare acesta trebuie să aibă o valoare ridicată, iar pentru valori mari ale tensiunii de intrare va avea valori scăzute.

3. Desfășurarea lucrării

3.1. Se studiază modul de funcționare a convertorului din figura 9.4 cu ajutorul programului PSPICE. Frecvența de comutație a tranzistorului este de 30kHz, $R=47 \Omega$, $C=10\mu F$, $L=1mH$ iar factorul de umplere se menține la o valoare mai mică de 0.7.

Observație: Semnalul pentru comanda tranzistorului bipolar T se obține cu ajutorul unui comparator, care compară un semnal în dinte de ferăstrău a cărui frecvență este egală cu frecvența de comutație a sursei

și un semnal pulsator, proporțional cu semnalul de la ieșirea circuitului de redresare bialternanță a tensiunii de la rețea.

3.2 Se realizează practic circuitul din figura 9.4 și cu ajutorul unui osciloscop cu două canale se vizualizează principalele mărimi electrice. Măsurarea curenților din circuit se face cu ajutorul unor transformatoare de curent.

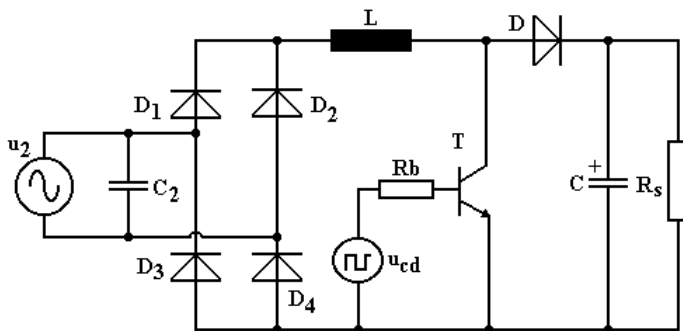


Figura 9.4: Schema electrică a circuitului electric de test.

Invertor rezonant de tip serie

1. Scopul lucrării

Se studiază modul de funcționare al unui invertor cu circuit intermediar rezonant LC de tip serie. Se determină prin simulare cu ajutorul programului PSPICE și apoi pe cale experimentală principalele caracteristici ale invertorului rezonant de tip serie.

2. Considerații teoretice

Introducerea circuitelor oscilante în structura convertoarelor electronice de putere aduce o serie de îmbunătățiri în ceea ce privește randamentul și gabaritul acestora. Randamentul mult mai mare al acestor convertoare se datorează faptului că schimbarea stării în care se află comutatoarele electronice de putere ale unui convertor rezonant se produce fie la tensiune zero, fie la curent zero. Puterea disipată la comutație este mult mai mică decât cea disipată la sursele de putere cu comandă PWM. Reducerea puterii disipate pe întrerupător la comutație permite creșterea frecvenței de lucru a convertorului, creștere care la rândul ei atrage după sine o scădere a gabaritului convertorului. Schema de principiu a unui invertor rezonant de tip serie este prezentată în figura 10.1.

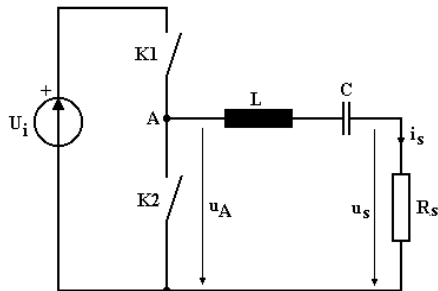


Figura 10.1: Schema electronică de principiu a unui invertor rezonant de tip serie.

Invertorul este compus din două întrerupătoare K1, K2 și un circuit oscilant LC de tip serie a cărui frecvență de rezonanță este dată de formula lui Thompson: $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Frecvența de comutație a întrerupătoarelor poate fi mai mare sau mai mică decât frecvența de rezonanță a circuitului oscilant LC. Întrerupătoarele K1 și K2 comută în contratimp. Fiecare comutator este închis pe durata unei jumătăți de perioadă. Acest mod de utilizare a celor două întrerupătoare duce la obținerea unei tensiuni u_A a cărei variație în timp este rectangulară având un factor de umplere de 50%. Dezvoltând în serie Fourier tensiunea u_A obținem relația:

$$u_A = \frac{U_I}{2} + \frac{2U_I}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin(2k+1)\frac{2\pi}{T}t}{2k+1} \quad (10.1)$$

Se observă că tensiunea u_A conține o componentă continuă și o serie de armonici impare ale frecvenței de comutație. Dacă factorul de calitate al circuitului rezonant serie este suficient de mare și frecvența de comutație f_s a întrerupătoarelor este apropiată de frecvența de rezonanță f_0 a circuitului oscilant LC, atunci tensiunea pe rezistența de sarcină are o formă de variație în timp cvasi-sinusoidală de frecvență egală cu f_s dar amplitudinea acesteia este mai mică decât amplitudinea componentei fundamentale a tensiunii u_A atunci când $f_s=f_0$. Cu alte cuvinte, modificarea frecvenței de comutație a întrerupătoarelor determină schimbarea valorii amplitudinii tensiunii alternative pe sarcină.

Datorită faptului că frecvența de comutație este de regulă diferită de frecvența de rezonanță f_0 , între tensiunea pe sarcină u_s și curentul ce o străbate există un defazaj care se poate obține cu ajutorul relației următoare:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R_S} \quad (10.2)$$

Datorită acestui defazaj, comutatoarele electronice ale invertorului trebuie să permită trecerea curentului în ambele sensuri. Practic, aceste comutatoare bidireționale în curent pot fi realizate cu ajutorul unui tranzistor cu efect de câmp prevăzut intern cu o diodă

conectată în “antiparalel” cu terminalele sale de putere, sursă și drenă, (figura 10.2).

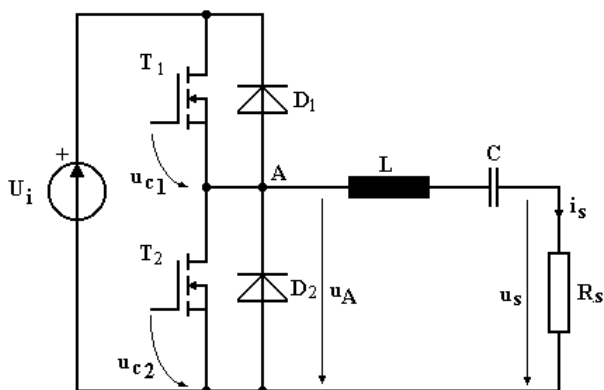


Figura 10.2: Schema electronică a unui invertor rezonant de tip serie.

Principalele forme de undă care sunt notate în figura 10.2, sunt prezentate în diagramele de semnal din figura 10.3.

În intervalul de timp $[0, t_0]$ – figura 10.3, tranzistorul T_1 este în stare de conducție iar tranzistorul T_2 este blocat. Din figura 10.3 se observă că la începutul acestui interval de timp curentul i_s este negativ. Acesta va circula dinspre sarcină, prin dioda D_1 spre sursa de tensiune U_i recuperându-se astfel energie. Dioda D_2 este blocată fiind polarizată invers.

În intervalul de timp $[t_0, t_1]$ celor două tranzistoare nu li se schimbă comanda rămânând în aceeași stare ca și în intervalul de timp anterior. Se observă că i_s își schimbă polaritatea caz în care acesta va circula de la sursa de alimentare, prin intermediul T_1 , spre sarcină. În acest interval de timp, ambele diode sunt blocate.

La începutul următorului interval de timp $[t_1, t_2]$, se comandă tranzistoarele T_1 respectiv T_2 astfel încât acestea să-și schimbe starea (comandă în contratimp). Pe durata intervalului de timp $[t_1, t_2]$ curentul i_s își menține sensul de circulație forțând deschiderea diodei D_2 . Dioda D_1 este blocată. În acest interval de timp, deși tranzistorul T_2 este comandat să conducă, curentul i_s va circula prin dioda D_2 și circuitul rezonant serie, până în momentul în care își va schimba polaritatea.

Acest lucru se întâmplă la începutul intervalului de timp $[t_2, t_3]$. Pe durata intervalului de timp $[t_2, t_3]$, curentul i_s circulă dinspre sarcină spre circuitul de masă prin intermediul tranzistorului T_2 . Diodele D_1 și D_2 sunt blocate.

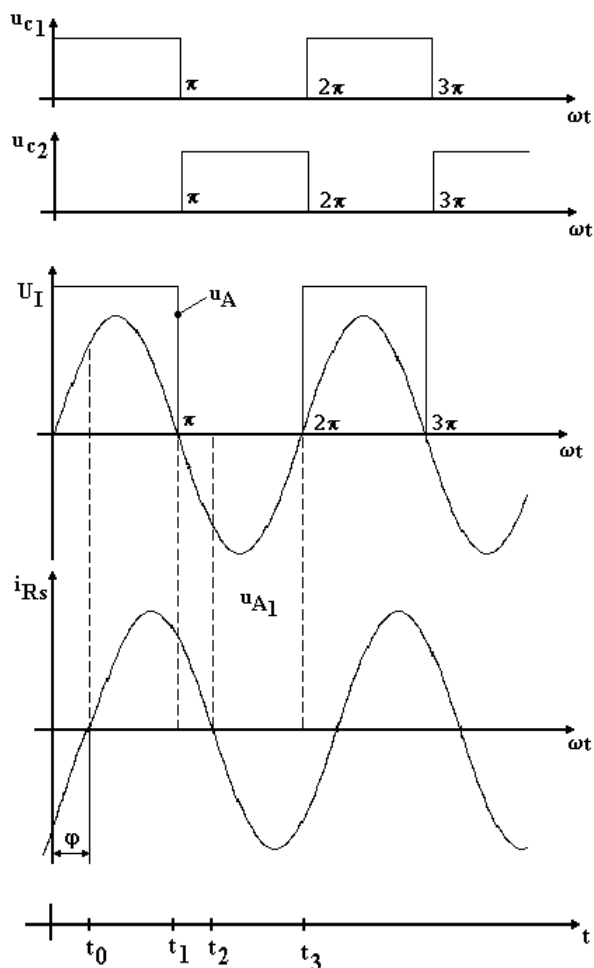


Figura 10.3: Formele de undă ale mărimilor indicate în figura 10.2.

Impedanța circuitului rezonant serie este dată de relația:

$$Z = R_S + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right). \quad (10.3)$$

Curentul prin circuitul rezonant se determină cu ajutorul relației:

$$i = I_m \sin(\omega t - \varphi). \quad (10.4)$$

Valoarea maximă a curentului prin rezistența de sarcină se obține cu ajutorul relațiilor (10.3) și (10.4):

$$I_m = \frac{U_{A1m}}{|Z|} = \frac{2 U_I}{\pi |Z|} = \frac{2 U_I}{\pi \sqrt{R_S^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}, \quad (10.5)$$

unde U_{A1m} reprezintă amplitudinea componentei fundamentale a tensiuni u_A .

Dacă se alege o frecvență de comutație mai mare decât frecvența de rezonanță, ($f_s > f_0$), atunci circuitul oscilant LC va prezenta o reactanță inductivă, caz în care inverterul poate să funcționeze și cu ieșirea în scurtcircuit.

3. Desfășurarea lucrării

3.1. Se studiază funcționarea circuitului prezentat în figura 10.4.

3.2. Se alege o frecvență de lucru de 35 kHz ($f_s > f_0$) și se vizualizează cu ajutorul unui osciloscop cu două canale principalele forme de undă ce apar în figura 10.4.

3.3. Modificând frecvența de comutație a tranzistoarelor de la 30kHz la 40kHz se completează următorul tabel:

Tabel 10.1

| | | | | | | | | | | | | |
|---------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|-----|
| f_s [kHz] | 30 | 31 | 32 | 33 | 34 | 35 | 36 | 37 | 38 | 39 | 40 | ... |
| u_s [V] | | | | | | | | | | | | |
| i_s [mA] | | | | | | | | | | | | |
| φ [°] | | | | | | | | | | | | |
| η [%] | | | | | | | | | | | | |

unde φ este defazajul dintre tensiunea pe sarcină și curentul care o străbate iar η reprezintă randamentul inverterului, dat de relația:

$$\eta = \frac{P_{ca}}{P_{cc}} = \frac{U_{Sef}^2}{R} \frac{1}{U_I I_{med}}. \quad (10.6)$$

3.4. Se determină variația curentului de sarcină în funcție de valoarea rezistenței R_S și a frecvenței de comutație a întrerupătoarelor.

3.5. Se alege o frecvență de comutație de 45kHz și se studiază comportarea inverterului în regim de scurtcircuit la ieșire. Care este valoarea maximă a curentului ce trece prin circuitul rezonant de tip serie.

3.6. Se simulează funcționarea circuitului din figura 10.4 cu ajutorul programului PSPICE. Se urmărește determinarea formelor de undă a curentului prin întrerupătoare. Se face apoi analiza în domeniul frecvență a tensiunii și curentului de sarcină.

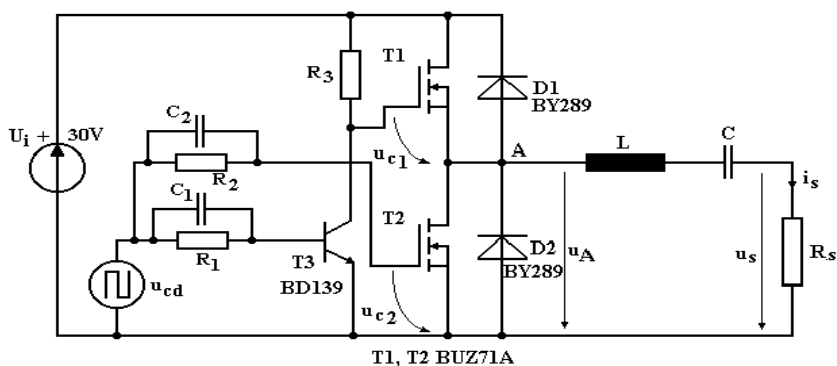


Figura 10.4: Circuitul electronic experimental studiat.

Bibliografie

1. Ș. Bîrcă-Gălățeanu, D.A. Stoichescu, P. Constantin, - Electronică de putere. Aplicații, Editura Militară, București, 1991.
2. M. Bodea, A. Vătășescu, G. Tănase, S. Negru, A. Năstase, V. Gheorghiu, N. Marinescu, - Circuite integrate liniare, Manual de utilizare, Vol. IV, Editura Tehnică, București, 1985.
3. P. Constantin, Ș. Bîrcă-Gălățeanu, ș.a.- Electronică Industrială, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983.
4. S. Florea, I. Dumitrache, V. Găburici, Fl. Munteanu, S. Dumitriu, I. Catană, - Electronică industrială și automatizări, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.
5. A. Kelemen, M. Imecs, - Mutatoare, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1978.
6. A. Kelemen, M. Imecs, I. Matlac, G. Titz, - Mutatoare. Aplicații. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.
7. A. Kelemen, M. Imecs, - Electronică de putere. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983.
8. T. Maghiar, K. Bondor, ș.a. - Electronică Industrială, Editura Universității din Oradea, 2001.
9. I. Matlac, - Convertoare electroenergetice, Editura Facla, Timișoara, 1987.
10. I. Ponner, - Electronică Industrială, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1972.
11. V. Popescu, - Stabilizatoare de tensiune în comutație, Editura de Vest, Timișoara, 1992.
12. V. Popescu, - Electronică de putere, Editura de Vest, Timișoara, 1998.
13. V. Popescu, D. Lascu, D. Negoțescu, - Convertoare de putere în comutație. Aplicații Editura de Vest, Timișoara, 1999.

